

Entwurf und Realisierung einer integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren

Bachelorarbeit

Florian Schnös



BACHELORARBEIT

ENTWURF UND REALISIERUNG EINER INTEGRIERTEN AUSWERTEEINHEIT FÜR POLYMERBASIERTE TAKTILE SENSOREN

Freigabe:

Der Bearbeiter:

Unterschriften

Florian Schnös

Der Betreuer:

Michael Strohmayer M.Sc.(TUM)

Der Institutsdirektor

Prof. Dr. G. Hirzinger

Dieser Bericht enthält 105 Seiten, 44 Abbildungen und 16 Tabellen

Bachelor-Thesis

am Lehrstuhl für Medizintechnik der TU München

von Herrn Florian Schnös

Matrikelnummer: 3601157

Studienfach: Mechatronik und Informationstechnik

Entwurf und Realisierung einer integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren

Die Arbeit bleibt Eigentum des Kandidaten und des Lehrstuhls.

Sperrvermerk:

Die vorliegende Bachelorarbeit beinhaltet vertrauliche Informationen. Die Weitergabe des Inhaltes der Arbeit und eventuell beiliegender Zeichnungen und Daten im Gesamten oder in Teilen ist grundsätzlich untersagt. Es dürfen keinerlei Kopien oder Abschriften – auch nicht in digitaler Form - gefertigt werden.

betreuender Assistent: Dipl.-Ing. Erhard Krampe

ausgegeben am: 01.05.2011

abgegeben am: 29.10.2011

Garching, den 29.10.2011

.....
Florian Schnös

.....
Dipl.-Ing. Erhard Krampe

Eingereicht am 29.10.2011
von Florian Schnös

Studiengang Mechatronik und Informationstechnik
Technische Universität München

Prüfer: Prof. Dr. med. Dr.-Ing. habil. Erich Wintermantel

Betreuer: Dipl.-Ing. Erhard Krampe
Dipl.-Ing.(FH) Michael Strohmayer M.Sc.(TUM)

Institut für Robotik und Mechatronik
Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr. med. Dr.-Ing. habil. Erich Wintermantel und Herrn Dipl.-Ing. Erhard Krampe für die Betreuung von Seiten der Hochschule bedanken. Von Seiten des Instituts für Robotik und Mechatronik des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt möchte ich mich besonders bei Herrn Dipl.-Ing.(FH) Michael Strohmayer M.Sc.(TUM) für die engagierte Unterstützung, Betreuung und fachliche Inspiration, bei Herrn Patrick Leyendecker und Herrn Robert Haslinger für die zahlreichen technischen Hilfestellungen bedanken. Des Weiteren möchte ich mich bei Sven Grob, Denis Schneider und Christian Leupolz für die produktive Zusammenarbeit bedanken. Insbesondere danke ich Jan Rudolph und meinen Eltern Roswitha Schnös und Herbert Schnös sowie meinem Bruder Maximilian Schnös, die mich stets in meinem Studium unterstützt haben.

Inhaltsverzeichnis

Danksagung	I
Tabellenverzeichnis	V
Abbildungsverzeichnis	VI
1 Einleitung	1
1.1 Aufgabenstellung	2
1.2 Rahmenbedingungen	2
1.3 Problemstellung	2
2 Theoretische Grundlagen	3
2.1 Grundlagen der Sensorik	3
2.1.1 Grundlagen der Signaldarstellung	3
2.1.2 Struktur und Aufbau von Messsystemen	5
2.1.3 Beschreibung von Messsystemen im Zustandsraum	5
2.1.4 Messfehler	6
2.1.4.1 Systematische Messfehler	6
2.1.4.2 Zufällige Messfehler	6
2.1.5 Intelligente Sensoren	7
2.2 Schaltungstechnische Umsetzung von Messgliedern	7
2.2.1 Messung ohmscher Widerstände	7
2.2.2 Operationsverstärker	8
2.2.2.1 Übertragungskennlinie	10
2.2.2.2 Gleichtaktansteuerung	10
2.2.2.3 Offsetspannung	11
2.2.2.4 Invertierender Verstärker	11
2.2.3 Tiefpassfilter	12
2.2.3.1 Passive Tiefpassfilter	13
2.2.3.2 Aktive Tiefpassfilter	14
2.2.4 Analog-Digital-Umsetzer	15
2.2.5 Mikrocontroller	16
2.2.5.1 Funktionale Bestandteile eines Mikrocontrollers am Beispiel des ATmega64M1	17
2.2.6 Controller Area Network	18
2.3 Polyorganosiloxane	19
2.3.1 Mechanische Eigenschaften von Elastomeren	20
2.3.2 Elektrische Eigenschaften von gefüllten Elastomeren	21
2.4 Sinneswahrnehmung des Menschen	23

3	Stand der Forschung und Problemanalyse	25
3.1	Vergleichende Betrachtung von taktilen Sensoren in der Robotik	25
3.2	Stand der Technik	26
3.3	Stand der Forschung	27
3.3.1	Piezoelektrische taktile Sensoren	28
3.3.2	Piezoresistive taktile Sensoren	28
3.3.3	Resistive taktile Flächensensoren	29
3.3.4	Auf leitfähigen Polymeren basierende taktile Sensoren	29
3.3.5	Kapazitive taktile Sensoren	30
3.3.6	Auf dem Tunneleffekt basierende taktile Sensoren	30
3.3.7	Optische taktile Sensoren	30
3.3.8	Auf der magnetischen Flussdichte basierende taktile Sensoren	30
3.3.9	Multimodale taktile Sensoren	31
4	Modellierung und Simulation der Eigenschaften des taktilen Messfühlers	32
4.1	Beschreibung der sensorischen Elemente des taktilen Messfühlers auf Silikonbasis	32
4.2	Beschreibung der mechanischen Eigenschaften des taktilen Messfühlers	33
4.3	Modellierung des elektrischen Sensorverhaltens	34
4.3.1	Modellierung des Kontaktwiderstands orthogonal verlaufender, leitfähiger Silikonbahnen	34
4.3.1.1	Numerische Berechnung der Kontaktfläche	34
4.3.1.2	Berechnung des Kontaktwiderstands zweier resistiver Silikonbahnen	37
4.3.2	Ermittlung der spezifischen Leitfähigkeit gefüllter Silikone	37
4.3.3	Modellierung der resistiven Eigenschaften des Messfühlers	39
4.4	Simulation des Sensorverhaltens	43
5	Entwurf einer integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren	45
5.1	Problemstellung und Abstraktion des Funktionsumfangs	45
5.2	Festlegung der Struktur des taktilen Gesamtsystems	46
5.3	Beschreibung der Systemkomponenten	47
5.4	Entwurf der Elektronik	49
5.4.1	Ansteuerung einzelner Taxel	49
5.4.2	Messverstärker	51
5.4.3	Analog/Digital-Wandler	52
5.4.4	Datenverarbeitung	52
5.4.5	Systembus	53
5.4.6	Bereitstellung von Hilfsenergie	53
5.4.7	Funktionsstruktur der elektronischen Systemkomponenten	53
5.5	Entwurf der Informationsverarbeitung	54
6	Implementierung der Messkette	56
6.1	Festlegung der Zeitintervalle innerhalb eines Messzyklus	56
6.2	Schaltungstechnische Auslegung und Bauteilauswahl	57
6.2.1	Implementierung der Ansteuerung einzelner Taxel	57
6.2.2	Implementierung des Messverstärkers und Tiefpassfilters	58
6.2.3	Implementierung des Analog/Digital-Wandlers	62

6.2.4	Implementierung der digitalen Datenverarbeitung	63
6.2.5	Implementierung der CAN-Bus-Schnittstelle	64
6.2.6	Implementierung der Spannungsversorgung	64
6.2.7	Schaltplan der integrierten Auswerteeinheit	64
6.3	Erstellung des Platinen-Layouts	65
6.4	Implementierung der Datenverarbeitung	69
6.4.1	Implementierung der Ansteuerung einzelner Taxel	69
6.4.2	Implementierung der Kommunikation mit dem Analog/Digital-Wandler	70
6.4.3	Implementierung der CAN-Bus-Kommunikation	70
6.4.4	Implementierung der digitalen Signalverarbeitung	70
6.4.5	Implementierung der Sensorfunktionen	70
7	Auswertung der Messergebnisse	71
7.1	Kennlinie der integrierten Auswerteeinheit	71
7.2	Einfluss der Messrate auf die Messgenauigkeit	72
7.3	Visualisierung der Messergebnisse	73
8	Diskussion	76
8.1	Absicherung der Zielerreichung	76
8.2	Ausblick	77
8.2.1	Untersuchung des statischen und dynamischen Systemverhaltens	77
8.2.2	Implementierung der Software	78
8.2.3	Variation und Erweiterung der Hardware-Implementierung	78
	Literaturverzeichnis	79
	Anhang	83
A	Schaltplan der integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren	83
B	Quellcode der auf dem Mikrocontroller implementierten Datenverarbeitung . .	83
	Eidesstattliche Erklärung	91

Tabellenverzeichnis

2.1	Vor- und Nachteile von Butterworth-, Bessel- und Tschebyscheff-Tiefpassfiltern	13
2.2	Telegrammaufbau für das Versenden von Nachrichten über den CAN-Bus: Jedes Telegramm besteht aus einem Startbit, einer Objektnummer, einer Fernabfrage, der Datenlänge, den Daten, der Prüfsumme, der Empfangsbestätigung und dem Nachrichten-Ende. (Entnommen aus [45, S.280])	19
2.3	Histologie der Mechanorezeptoren (Entnommen aus [43, S.283])	24
3.1	Physikalische Wirkprinzipien von taktilen Sensoren und deren Vor- und Nachteile	27
4.1	Messreihe zur Ermittlung der spezifischen Leitfähigkeit von gefüllten Silikonbahnen	38
5.1	Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile einer zentralen und einer dezentralen Systemstruktur zur Auswertung taktiler Sensoren	46
5.2	Simulation der Messwertbeeinflussung durch Querströme	50
5.3	Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile des parallelen und sequentiellen Auslesens des Messfühlers	50
6.1	Kenndaten exemplarischer Analogmultiplexer mit acht Eingängen und einem Ausgang	58
6.2	Kenndaten exemplarischer Operationsverstärker	61
6.3	Einschwingzeit in Abhängigkeit der Messgenauigkeit in <i>Bits</i>	62
6.4	Kennwerte exemplarischer Analog/Digital-Wandler	63
6.5	Kennwerte exemplarischer Mikrocontroller	63
6.6	Gegenüberstellung der Zustandswechsel im Binär-Code und Gray-Code	69
7.1	Messreihe zur Bestimmung der Übertragungsfunktion der integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren	71
8.1	Übersicht der technischen Daten der integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren	76

Abbildungsverzeichnis

2.1	Kontinuierliche und diskrete Signalarten. (a) wert- und zeitkontinuierlich (b) wertkontinuierlich und zeitdiskret (c) wertdiskret und zeitkontinuierlich (d) wert- und zeitdiskret (nach [18, S.W26])	4
2.2	Grundlegender Aufbau einer Messkette	5
2.3	Struktur eines intelligenten Sensors (Nach [22, S.308])	7
2.4	Messung von ohmschen Widerständen R_x : a) Grundschialtung für die stromrichtige Messung, b) Grundschialtung für die spannungsrichtige Messung (Nach [28, S.210])	8
2.5	Einteilung von Operationsverstärkern in strom- und spannungsgesteuerte Strom- und Spannungsquellen	9
2.6	Exemplarische und vereinfachte Übertragungskennlinie eines Operationsverstärkers (nach [39, S.200])	10
2.7	Gleichtaktübertragungskennlinie eines Operationsverstärkers (nach [39, S.201])	11
2.8	Grundschialtung des invertierenden Verstärkers: a) elektrisches Schaltbild, b) regelungstechnisches Blockschaltbild (Entnommen aus [59, S.499])	11
2.9	Ideale Übertragungskennlinie von Hochpass-, Tiefpass-, Bandpass- und Bandsperrfiltern (nach [31, S.124])	12
2.10	RC-Glied als Tiefpassfilter 1. Ordnung und dessen Bode-Diagramm (nach [59, S.1533])	13
2.11	Zweistufige schaltungstechnische Realisierung eines aktiven Filters 3. Ordnung: 1. Stufe: Invertierender Verstärker mit frequenzabhängiger Rückkopplung 1. Ordnung; 2. Stufe: Mehrfach rückgekoppelter Filter 2. Ordnung	14
2.12	Schalenmodell eines Mikrocontrollers mit Prozessorkern und Peripherie (Nach [6, S.76])	16
2.13	Block-Diagramm der Systemarchitektur des ATmega64M1: Anbindung der „Arithmetic-Logical-Unit“, der Speicherbausteine sowie der Peripheriekomponenten an den Datenbus. (Entnommen aus [1, S.12])	17
2.14	Darstellung der Topologie eines CAN-Bus-Systems: Alle Busteilnehmer sind mit einem zweiadrigen Kupferkabel miteinander verbunden. Zur Erhöhung der elektromagnetischen Verträglichkeit ist das Kabel verdreht und geschirmt ausgeführt.	18
2.15	Einteilung der Kunststoffe in Thermoplaste, Elastomere und Duroplaste (Entnommen aus [15, S.4])	19
2.16	Einteilung der Polyorganosiloxane nach Substituenten: Methyl (M), Vinyl (V), Phenyl (P), Fluoralkyl (F) (Entnommen aus [15, S.1282])	20
2.17	Modelliertes Verformungsverhalten von Kunststoffen: a) Voigt-Kelvin-Modell, b) Maxwell-Modell, c) Burger-Modell (Nach [15, S.61 f.])	20
2.18	Spezifische Leitfähigkeit gefüllter Elastomere in Abhängigkeit der Füllstoffkonzentration (Nach [15, S.1341])	22
2.19	Übersicht der menschlichen Sinneswahrnehmungen und der zugehörigen Datenraten (Nach [42, S.43])	23
2.20	Histologie der Mechanorezeptoren in der Haut und Reizantwort von Proportional-Differenzial- sowie Differenzial-Fühlern (Entnommen aus [43, S.284])	24

3.1	Piezoelektrische taktile Sensoren: a) taktiler Sensor für die minimalinvasive Chirurgie (Entnommen aus [60, S.330]); b) Multimodaler taktiler Sensor mit piezoelektrischem Material zur Temperaturmessung (Entnommen aus [65, S.739])	28
3.2	Multimodales Sensormodul in hexagonaler Form (Entnommen aus [32, S.403])	31
4.1	Schematische Darstellung der orthogonal verlaufenden Silikonbahnen: Jeder Kreuzungspunkt der Silikonbahnen bildet ein kraftsensitives Sensorelement.	32
4.2	Kraft-Weg-Diagramm eines taktilen Messfühlers aus Silikon mit 64 Taxeln	33
4.3	Das Modell eines Taxels besteht aus zwei orthogonal verlaufenden, leitfähigen Silikonbahnen. Unter Belastung treten die Silikonbahnen in direkten Kontakt und bilden eine Kontaktfläche aus.	34
4.4	Darstellung der Form und Größe einer Kontaktfläche zwischen zwei leitfähigen Silikonbahnen mit dreiecksförmigem Querschnitt. Verhältnis zwischen Eindringtiefe $ \Delta z $ und Bahnhöhe h_p : a) 16,7%, b) 33,3%, c) 50%, d) 66,7%, e) 83,3%, f) 100%	35
4.5	Darstellung des funktionalen Zusammenhangs zwischen der Eindringtiefe Δz und der Kontaktoberfläche $A_{Kontakt}$	36
4.6	Messaufbau zur Ermittlung der spezifischen Leitfähigkeit resistiver Silikonbahnen	37
4.7	Modellierung des elektrischen Messfühlerverhaltens als dreidimensionales Widerstandsnetzwerk	39
4.8	Simulation des statischen Sensorverhaltens: a) extrinsische Kraft F_{\perp} [N], b) Verformung Δz [mm], c) Kontaktfläche $A_{Kontakt}$ [mm ²], d) Widerstand [Ω]	43
5.1	Funktionsstruktur des dezentralen, taktilen Messsystems	47
5.2	Funktionsstruktur der elektronischen Auswerteeinheit	54
5.3	Funktionsstruktur der Informationsverarbeitung	54
6.1	Darstellung eines Messzyklus als Flussdiagramm mit Zeitangaben: a) Messzyklus als Flussdiagramm, b) Auslesen eines Taxels als Flussdiagramm	57
6.2	Schaltungstechnische Implementierung eines Transimpedanzverstärkers mit Tiefpassfilter 3. Ordnung	59
6.3	Simulation der Sprungantwort der schaltungstechnischen Umsetzung des Messverstärkers	61
6.4	Layout der integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren: a) obere Signalschicht mit Kontaktflächen für die Bauteilplatzierung, b) innenliegende Versorgungsschicht mit sternförmig geführten Leiterbahnen, c) innenliegende Masse-schicht mit zwei getrennten Masseflächen, d) untere Signalschicht mit Kontakten für beliebige Entwicklungsaufgaben	66
6.5	Vorderseite der gefertigten Platine: Der Nutzen besteht aus zehn Einzelplatinen der Breite 29 mm und der Höhe 49 mm. Die Leiterbahnen werden durch grünen Lötstopplack isoliert. Die metallischen Kontaktstellen dienen der Montage und Kontaktierung der Bauteile.	67
6.6	Bestückter Prototyp der integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren. Die Platine wurde aus dem gefertigten Nutzen getrennt und von Hand bestückt.	67

6.7	Einteilung der bestückten Platine in funktionale Bereiche: 1) digitale Spannungsversorgung, 2) physikalische Systembusanbindung, 3) Mikrocontroller, 4) CAN-Bus-Treiber, 5) In-System-Programmer, 6) analoge Spannungsversorgung, 7) Analog/Digital-Wandler, 8) Analogmultiplexer, 9) Messverstärker und Tiefpassfilter, 10) Steckverbinder für den Anschluss des Messfühlers	68
7.1	Übertragungskennlinie der integrierten Auswerteeinheit: Der Ausgabewert des AD-Wandlers steht in einem reziproken Zusammenhang mit dem Ersatzwiderstand R_E . Die gemittelte Messwertkurve ist rot, die Näherungsfunktion blau dargestellt.	72
7.2	Einfluss der Messrate auf die Messgenauigkeit: Messzyklus-Zeiten $t_{zyk} \geq 1,5123 \cdot 10^{-4} s$ führen zu Messwerten, die weniger als 0,1% vom stationären Endwert abweichen.	73
7.3	Visualisierung der Messwerte: a) diagonale mechanische Krafteinwirkung auf den Messfühler, b) diagonale mechanische Krafteinwirkung auf den Sensor, c) kreisförmige Krafteinwirkung auf den Sensor	75
A.1	Schaltplan der integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren	83

1 Einleitung

Der griechische Philosoph Aristoteles erkannte, dass der Mensch seine Umgebung mit Hilfe der fünf Sinne wahrnimmt. Neben dem Schmecken, Riechen, Hören und Sehen lässt uns insbesondere der Tastsinn spüren, dass wir in direktem Kontakt mit unserer Umwelt stehen. Der Tastsinn zählt im Gegensatz zum Sehen und Hören nicht zu den dominanten Sinneswahrnehmungen. Dennoch würde das Greifen von Objekten, das Binden eines Schnürsenkels oder das Umblättern einer Buchseite ohne den Tastsinn zu einer komplexen und mühevollen Aufgabe werden.

Bei minimal invasiven Eingriffen werden Chirurgen regelmäßig mit diesem Problem konfrontiert. Die eingesetzten Instrumente führen dazu, dass der direkte Kontakt - und damit die feinfühlig haptische Rückmeldung - verloren geht. Der Chirurg ist auf das Sehvermögen beschränkt, wodurch beispielsweise die Unterscheidung zwischen Tumoren und gesundem Gewebe hochgradig erschwert wird.

Ist hingegen der direkte Kontakt mit einem Objekt möglich, so kann der Mensch alleine durch den Tastsinn bestimmen, welche Eigenschaften der Gegenstand besitzt. Die Sensibilität der Fingerspitzen ermöglicht es, bekannte Objekte und Oberflächeneigenschaften zu identifizieren, Gegenstände feinfühlig zu manipulieren und die thermischen Eigenschaften von Objekten zu bestimmen.

In der Robotik wurden große Fortschritte in den Bereichen der visuellen und auditiven Verarbeitung von Umgebungsinformationen gemacht. Dennoch stellen unbekannte Umgebungsbedingungen für Roboter immer noch ein großes Hindernis dar. Damit Roboter auch unter diesen Umständen autonom Problemstellungen lösen und mit der Umgebung interagieren können, müssen möglichst viele Informationen über das Roboterumfeld bekannt sein. Neben der Position und Form von Objekten sind insbesondere deren Materialeigenschaften von großem Interesse. Zu den Materialeigenschaften zählt das spezifische Gewicht, die Oberflächenbeschaffenheit, die spezifische Wärmekapazität, das Deformationsverhalten und alle übrigen Materialparameter, die für eine berechenbare Interaktion mit dem Objekt notwendig sind.

Viele dieser Informationen lassen sich nur durch einen direkten Kontakt mit dem Gegenstand erschließen. Aus diesem Grund wurden in den vergangenen Jahren unterschiedliche Ansätze entwickelt, um aus Kontaktereignissen physikalische Größen ableiten zu können. Taktile Sensoren bezeichnen die Gesamtheit aller Sensoren, die die Oberflächensensibilität des Menschen nachbilden sollen. Der höchste Stellenwert bei der Entwicklung taktiler Sensoren liegt in der Erfassung der Position und Größe von extrinsischen (von außen angeregten) Krafteinwirkungen.

Der Ausgangspunkt dieser Bachelorarbeit ist ein taktiler Messfühler auf Silikonbasis. Der Funktionsweise des Messfühlers liegt ein resistives Messprinzip zugrunde, das eine extrinsische Krafteinwirkung in eine messbare Änderung des elektrischen Widerstands wandelt. Für den vorliegenden Messfühler wird eine integrierte Auswerteeinheit entworfen, entwickelt und realisiert. Die Auswerteeinheit wird in Kombination mit dem vorliegenden Messfühler getestet und in Betrieb genommen.

1.1 Aufgabenstellung

Die Aufgabenstellung umfasst die experimentelle Analyse der mechanischen und elektrischen Kenndaten des vorliegenden Messfühlers. Auf Basis dieser Kenndaten soll das Sensorverhalten modelliert und simuliert werden. Die Simulationsergebnisse bilden die Grundlage für die Entwicklung und Realisierung einer integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren.

1.2 Rahmenbedingungen

Die Aufgabenstellung wird im Rahmen einer Bachelorarbeit am Lehrstuhl für Medizintechnik der Technischen Universität München in Kooperation mit dem Institut für Robotik und Mechatronik des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt bearbeitet. Der vorliegende taktile Messfühler auf Silikonbasis stellt den Ausgangspunkt für die Entwicklung einer integrierten Auswerteeinheit dar. Der zeitliche Rahmen für den Entwurf, die Entwicklung, die Realisierung und die Erprobung der integrierten Auswerteeinheit umfasst 6 Monate.

1.3 Problemstellung

Die Aufgabe des taktilen Messsystems besteht darin, die Position und Stärke einer an der Oberfläche angreifenden Kraft zu bestimmen. Für den Entwurf und die Entwicklung einer integrierten Auswerteeinheit ist es notwendig, das mechanische und elektrische Systemverhalten des vorliegenden Messfühlers näher zu untersuchen. Dadurch können die Eigenschaften der Messkette und systematische Messfehler simuliert und bei der Auswertung der Messergebnisse berücksichtigt werden. Darüber hinaus muss die integrierte Auswerteeinheit für taktile Sensoren die folgenden Kriterien erfüllen:

- Auswertung der Position und Stärke von extrinsischen Krafteinflüssen auf den Matrix-Sensor
- Möglichst linearer Zusammenhang zwischen der äußeren Krafteinwirkung und dem Messsignal
- Hohe Messrate zur Auswertung von dynamischen Krafteinflüssen auf den Matrix-Sensor
- Hohe Messgenauigkeit zur Auswertung von statischen Krafteinflüssen
- Geringe Latenzzeit der integrierten Auswerteeinheit
- Geringer Energieverbrauch der integrierten Auswerteeinheit
- Kalibrierbarkeit des taktilen Messsystems
- Bereitstellen einer Schnittstelle zur Auswertung und Überprüfung der taktilen Messwerte
- Widerstandsfähigkeit gegenüber mechanischen und elektromagnetischen Störgrößen
- Geringe Baugröße, um eine Integration in mechatronische Systeme zu ermöglichen

2 Theoretische Grundlagen

2.1 Grundlagen der Sensorik

Messtechnische Einrichtungen und Sensoren dienen der experimentellen Bestimmung von quantitativ erfassbaren, physikalischen Größen. Jeder Messung liegen physikalische Effekte oder Gesetzmäßigkeiten zugrunde. Die Messgröße wird dazu direkt oder indirekt mit einer Einheit verglichen und als Produkt aus Zahlenwert und Einheit dargestellt. Jede Messwertaufnahme wird von systematischen und zufälligen Messwertabweichungen überlagert. Messwerte können daher nur unter Berücksichtigung und Angabe einer Messwertgenauigkeit sinnvoll interpretiert werden. [18, S. W1]

2.1.1 Grundlagen der Signaldarstellung

In der Natur vorkommende physikalische Messgrößen weisen ohne Beschränkung der Allgemeinheit einen analogen Charakter auf, wohingegen die Messgrößen-Aufnahme, -Verarbeitung, -Speicherung, -Weiterleitung und -Ausgabe in zunehmendem Maße digital erfolgt. Signale lassen sich in vier Arten unterteilen: [34, S.109]

- Wert- und zeitkontinuierlich
- Wertkontinuierlich und zeitdiskret
- Wertdiskret und zeitkontinuierlich
- Wert- und zeitdiskret

Bei Verwendung einer digitalen Messmethode erfolgt die Diskretisierung einer natürlichen, analogen Messgröße durch den digitalen Charakter der Messkette. Im Kontext dieser Arbeit sind digitale Signale stets als wert- und zeitdiskret zu betrachten. Abbildung 2.1 verdeutlicht die Diskretisierung eines analogen Signals im Werte- und Zeitbereich: [18, S.W26]

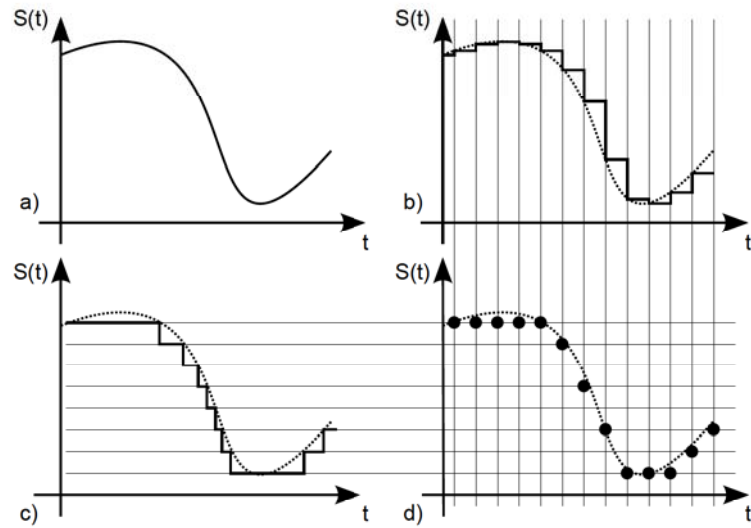


Abbildung 2.1: Kontinuierliche und diskrete Signalarten. (a) wert- und zeitkontinuierlich
 (b) wertkontinuierlich und zeitdiskret (c) wertdiskret und zeitkontinuierlich
 (d) wert- und zeitdiskret (nach [18, S.W26])

2.1.2 Struktur und Aufbau von Messsystemen

Ein Messsystem besteht im Allgemeinen aus mehreren Mess-, Verarbeitungs-, Weiterleitungs-, Speicherungs- und Ausgabegliedern. Diese werden in Form einer Kette verschaltet und dienen der quantitativen Erfassung der Messgröße. Das Messobjekt und jedes Element der Messkette kann von unerwünschten Störgrößen beeinflusst werden. Je nach Charakter der Messglieder und Aufbau der Messkette tragen diese Umwelteinflüsse zur Messungenauigkeit bei. Die Aufnahme, Verarbeitung und Ausgabe von Messsignalen erfordert Energie, die entweder durch die physikalische Messgröße oder durch die Versorgung mit Hilfsenergie bereitgestellt werden kann. Abbildung 2.2 stellt den grundlegenden Aufbau einer Messkette dar: [18, S. W1]

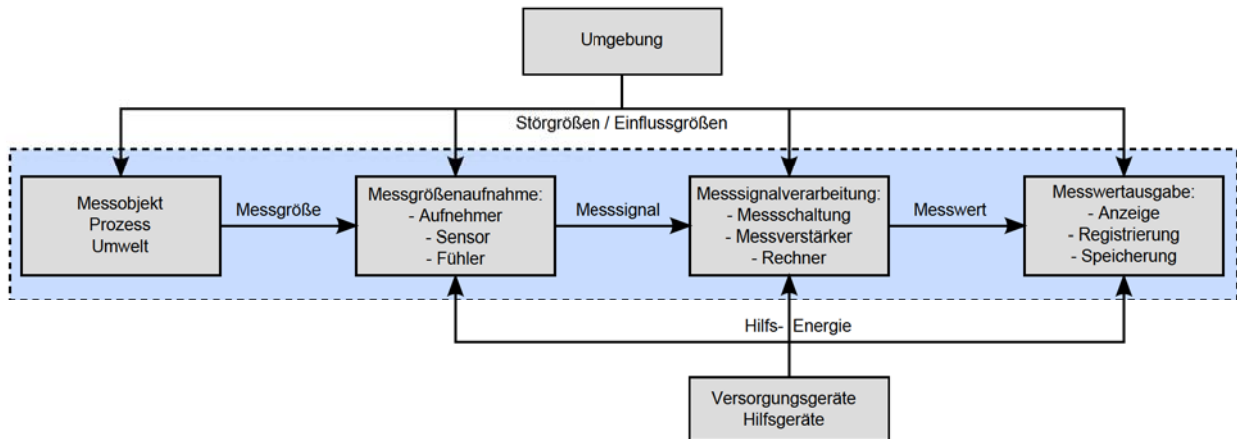


Abbildung 2.2: Grundlegender Aufbau einer Messkette

2.1.3 Beschreibung von Messsystemen im Zustandsraum

Das dynamische Verhalten eines Messsystems lässt sich durch die Beschreibung im Zustandsraum modellieren. Dazu werden neben den Ein- und Ausgangsgrößen auch innere Zustandsgrößen des Messsystems in die Modellierung aufgenommen. Alle Zustandsgrößen, mit denen sich der Systemzustand eindeutig beschreiben lässt, werden zu einem Zustandsvektor $\vec{x}(t)$ zusammengefasst. Die Gesamtheit aller messungsrelevanten Eingangsgrößen wird durch den Vektor $\vec{u}(t)$ beschrieben. Der Ausgangswert $y(t)$ entspricht dem Messwert und alle relevanten Störgrößen können in einem Störgrößenvektor $\vec{z}(t)$ zusammengefasst werden. Somit ist eine mögliche Beschreibungsform des dynamischen Verhaltens eines Messsystems durch die Zustandsgleichung (2.1a) und Ausgangsgleichung (2.1b) gegeben. Dieses Gleichungssystem beschreibt das dynamische Systemverhalten einer „Multiple Input Multiple Output“ Messapparatur. [24, S.11]

$$\dot{\vec{x}}(t) = \frac{d\vec{x}(t)}{dt} = w(\vec{x}(t), \vec{u}(t), \vec{z}(t), t) \quad (2.1a)$$

$$y(t) = F(\vec{x}) \quad (2.1b)$$

Die Beschreibung des statischen Systemverhaltens eines Sensors lässt sich aus dem Gleichungssystem 2.1 herleiten, indem die Zustandsgrößen des Systems konstant gehalten werden und somit deren zeitliche Ableitung gleich Null gesetzt wird ($\dot{\vec{x}}(t)$). [24, S.12]

2.1.4 Messfehler

Im Allgemeinen ist jede Messung fehlerbehaftet. Um aus Messwerten zuverlässige Aussagen ableiten zu können, müssen die Messfehler ermittelt und angegeben werden. Durch das Einbringen einer Messeinrichtung in ein System kann die Messgröße verändert werden. So kann bspw. eine reale Spannungsquelle durch einen Spannungsmesser, der keine unendlich hohe Innenimpedanz besitzt, zusätzlich belastet werden. Dadurch weicht die gemessene Spannung von der wahren Spannung ab. [28, S.89]

Messfehler können absolut oder relativ bezogen auf den wahren Wert angegeben werden. Darüber hinaus wird zwischen systematischen bzw. deterministischen und zufälligen bzw. nicht-deterministischen Messfehlern unterschieden. Deterministische Messfehler lassen sich im Gegensatz zu nicht-deterministischen Fehlern vorhersagen und damit leichter korrigieren. [28, S.89 f.]

2.1.4.1 Systematische Messfehler

Die Ursachen systematischer Messfehler sind bekannt und können durch Subtraktion des vorzeichenbehafteten Messfehlers korrigiert werden. Um eine Fortpflanzung des Fehlers zu vermeiden, sollte die Korrektur der Messwerte im ersten Schritt der Messwertverarbeitung stattfinden. In einem Messsystem mit mehreren Messgrößen x_i wird das Messergebnis $y(x_1, \dots, x_n)$ durch die absoluten Einzelmessfehler Δx_i beeinflusst. Sofern die Einzelmessfehler klein gegenüber den Einzelmesswerten sind ($|\Delta x_i| \ll |x_i|$), lässt sich der absolute Messfehler $\Delta y(x_1, \dots, x_n)$ auf Basis einer nach den linearen Gliedern abgebrochenen Taylorreihe gemäß der Gleichung 2.2 berechnen: [28, S.90 f.]

$$\Delta y = \sum_{i=1}^n \frac{\delta y}{\delta x_i} \Delta x_i \quad (2.2)$$

2.1.4.2 Zufällige Messfehler

Zufällige Messfehler, die zu einer Streuung der Messwerte bei wiederholter Messung führen, lassen sich nur in Form von Wahrscheinlichkeitsaussagen beschreiben. Im Falle unendlich vieler, unabhängiger Einflussgrößen führt eine ausreichend hohe Zahl an Einzelmessungen zu einem normalverteilten Messergebnis (Gaußverteilung). Das Quadrat der Standardabweichung σ stellt ein Maß für die Abweichung eines einzelnen Messwertes vom mittleren Messwert dar. Die statistische Sicherheit P für das Auftreten eines Messwertes x_i , der maximal um δ vom Mittelwert μ_i abweicht ($-\delta \leq x_i - \mu_i \leq \delta$), berechnet sich gemäß Gleichung 2.3: [28, S.93 f.]

$$P(\delta) = \operatorname{erf}\left(\frac{\delta}{\sigma\sqrt{2}}\right) \quad (2.3)$$

2.1.5 Intelligente Sensoren

Intelligente Sensoren vereinigen die Messwertaufnahme, Analog/Digital-Umsetzung und Signalverarbeitung in einem Messsystem. Darüber hinaus stehen diese standardisierten Schnittstellen für die Kommunikation mit übergeordneten Steuergeräten zur Verfügung. Auf diese Weise werden die Datenverarbeitungsschritte dezentralisiert und lediglich die relevanten Ergebnisse über einen Feldbus übertragen. Durch die lokale Datenverarbeitung am Ort der Messwertaufnahme werden unerwünschte Umwelteinflüsse bei der analogen Datenübertragung verhindert und der Rechenaufwand für die zentrale Steuerungs- und Regelungseinheit minimiert. Abbildung 2.3 verdeutlicht die Abgrenzung zwischen gewöhnlichen Sensoren und intelligenten Sensoren:

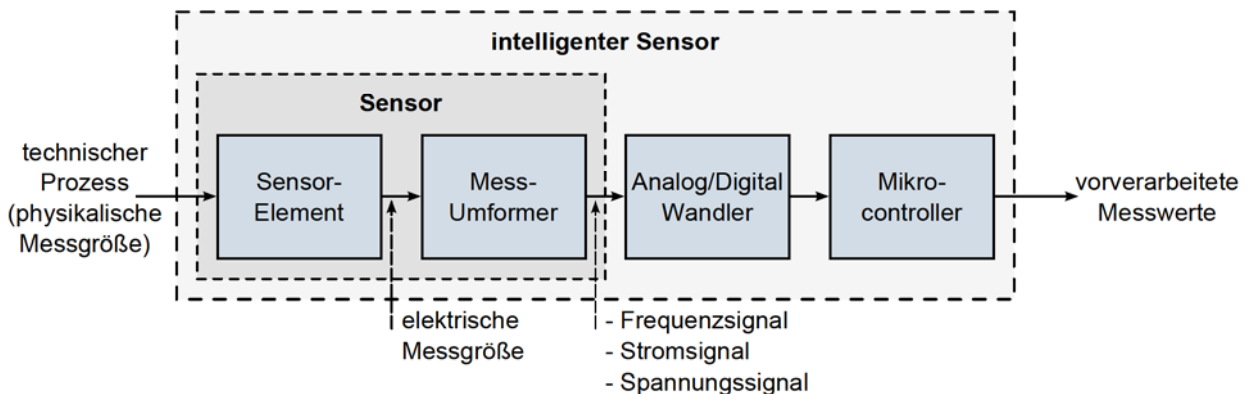


Abbildung 2.3: Struktur eines intelligenten Sensors (Nach [22, S.308])

2.2 Schaltungstechnische Umsetzung von Messgliedern

In diesem Kapitel werden die relevanten Grundlagen der elektrischen Messtechnik beschrieben, die für das Verständnis der Entwicklung einer integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren notwendig sind.

2.2.1 Messung ohmscher Widerstände

Ohmsche Widerstände besitzen im Gegensatz zu komplexen Impedanzen keine kapazitiven oder induktiven Anteile. Da es sich bei einem ohmschen Widerstand um ein rein resistives Bauteil handelt, treten keine dynamischen Effekte auf und der Strom, der durch den Widerstand fließt, ist zu jedem Zeitpunkt proportional zur Spannung, die an dem Widerstand anliegt. Dieser Zusammenhang wird durch das Ohmsche Gesetz (siehe Gleichung 2.4) beschrieben: [28, S.209]

$$R = \frac{u(t)}{i(t)} \quad (2.4)$$

Um den ohmschen Widerstand eines rein resistiven Eintors zu bestimmen, muss der Stromfluss durch das Eintor sowie die am Eintor anliegende Spannung gemessen werden. Systematische und zufällige Messfehler bei der Strom- und Spannungsmessung tragen zum Messfehler des Widerstands R_X bei.

Messschaltungen zur Bestimmung des ohmschen Widerstands können anhand des Messprinzips in „stromrichtige“ und „spannungsrichtige“ Messverfahren unterteilt werden. Diese Unterscheidung ist notwendig, da reale Spannungsmessgeräte einen endlichen Eingangswiderstand und reale Strommessgeräte einen nicht verschwindenden Eingangswiderstand aufweisen. In Abbildung 2.4 sind die Grundsaltungen zur strom- und spannungsrichtigen Messung von ohmschen Widerständen dargestellt: [28, S.209 f.]

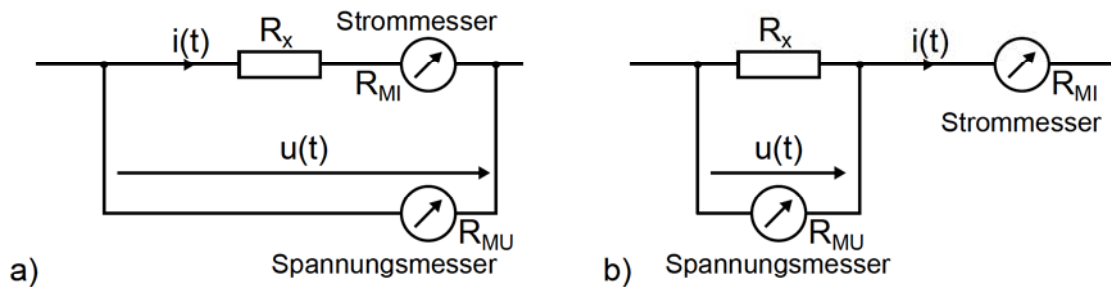


Abbildung 2.4: Messung von ohmschen Widerständen R_x : a) Grundsaltung für die stromrichtige Messung, b) Grundsaltung für die spannungsrichtige Messung (Nach [28, S.210])

Sofern die Innenwiderstände der Messgeräte bekannt sind, kann der systematische Messfehler ausgeglichen werden. Im Falle der stromrichtigen Messung führt der Innenwiderstand des Strommessgeräts zu einem zusätzlichen Spannungsabfall. Das Spannungsmessgerät zeigt somit die Summe der Spannungsabfälle am unbekannten Widerstand R_x und am Innenwiderstand des Strommessgeräts R_{MI} an. Dieser systematische Fehler kann durch die Subtraktion des bekannten Innenwiderstands R_{MI} vom berechneten Widerstand ausgeglichen werden: [28, S.210]

$$R_x = \frac{u(t)}{i(t)} - R_{MI} \quad (2.5)$$

Die spannungsrichtige Messschaltung führt zu einem erhöhten Stromfluss $i(t)$ durch das Strommessgerät, da der unbekannte Widerstand R_x und der Innenwiderstand des Spannungsmessgeräts parallel geschaltet sind. Dieser systematische Messfehler kann gemäß Gleichung 2.6 ausgeglichen werden: [28, S.210]

$$R_x = \frac{u(t)}{i(t) - \frac{u(t)}{R_{MU}}} \quad (2.6)$$

2.2.2 Operationsverstärker

Operationsverstärker sind Verstärker, die als integrierter Schaltkreis ausgeführt sind und über eine hohe Differenzgleichspannungsverstärkung verfügen. Im Gegensatz zu einer normalen Verstärkerschaltung hängen die Eigenschaften einer Operationsverstärkerschaltung maßgeblich von der äußeren Rückkopplungsbeschaltung und weniger vom inneren Aufbau des Verstärkers ab. Ursprünglich wurden Operationsverstärker entwickelt, um mathematische Funktionen in Analogrechnern durchzuführen. [39, S.199] [59, S.491]

Operationsverstärker zeichnen sich durch eine hohe Genauigkeit bei niedrigen Frequenzen aus, eignen sich jedoch je nach Architektur auch für den Einsatz bei hohen Signalfrequenzen. Zur Berechnung von Operationsverstärkerschaltungen werden Makromodelle eingesetzt, die das Schaltungsverhalten phänomenologisch beschreiben. [59, S.491]

Alle Operationsverstärker verfügen über einen nicht-invertierenden und einen invertierenden Eingang. Spannungsverstärkende Operationsverstärker besitzen einen hochohmigen invertierenden und nicht-invertierenden Eingang. Bei stromverstärkenden Operationsverstärkern ist der invertierende Eingang niederohmig, der nicht-invertierende Eingang hochohmig ausgeführt. Darüber hinaus kann der Ausgang entweder als niederohmiger Spannungsausgang oder als hochohmiger Stromausgang umgesetzt sein. Aus diesen vier Kombinationsmöglichkeiten ergeben sich die Grundtypen von Operationsverstärkern. Diese sind in Abbildung 2.5 dargestellt: [59, S.493]

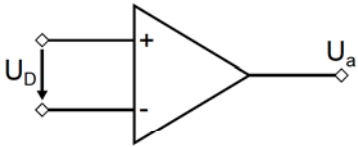
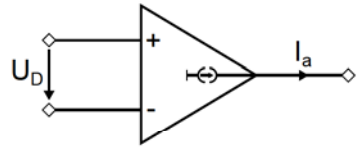
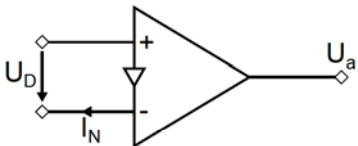
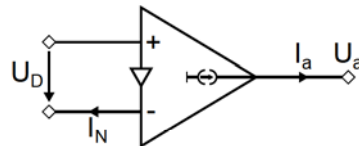
	Spannungs-Ausgang	Strom-Ausgang
Spannungs-Eingang	<p>Normaler OPV VV-OPV</p>  <p>$U_a = A_D U_D$</p>	<p>Transkonduktanz-Verstärker VC-OPV</p>  <p>$I_a = S_D U_D$</p>
Strom-Eingang	<p>Transimpedanz-Verstärker CV-OPV</p>  <p>$U_a = I_N Z = A_D U_D$</p>	<p>Strom-Verstärker CC-OPV</p>  <p>$I_a = K_I I_N = S_D U_D$</p>

Abbildung 2.5: Einteilung von Operationsverstärkern in strom- und spannungsgesteuerte Strom- und Spannungsquellen

2.2.2.1 Übertragungskennlinie

Die Ausgangsspannung U_A eines VV-Operationsverstärkers wird im Idealfall nur durch die Differenzspannung U_D zwischen dem invertierenden und nicht-invertierenden Eingang bestimmt: [39, S.199]

$$U_A = A_D(V_P - V_N) \quad (2.7)$$

Die obere und untere Schranke der positiven und negativen Betriebsspannung U^+ und U^- beschränken die Ausgangsspannung U_A . Die Leerlaufdifferenzverstärkung A_D des Operationsverstärkers nimmt Werte im Bereich von 10^3 bis 10^6 an. Der ideale Operationsverstärker kann somit als spannungsgesteuerte Spannungsquelle mit dem Übertragungsfaktor A_D sowie den oben aufgeführten Einschränkungen modelliert werden. Abbildung 2.6 zeigt den typischen Verlauf der Übertragungskennlinie eines VV-Operationsverstärkers: [59, S.493]

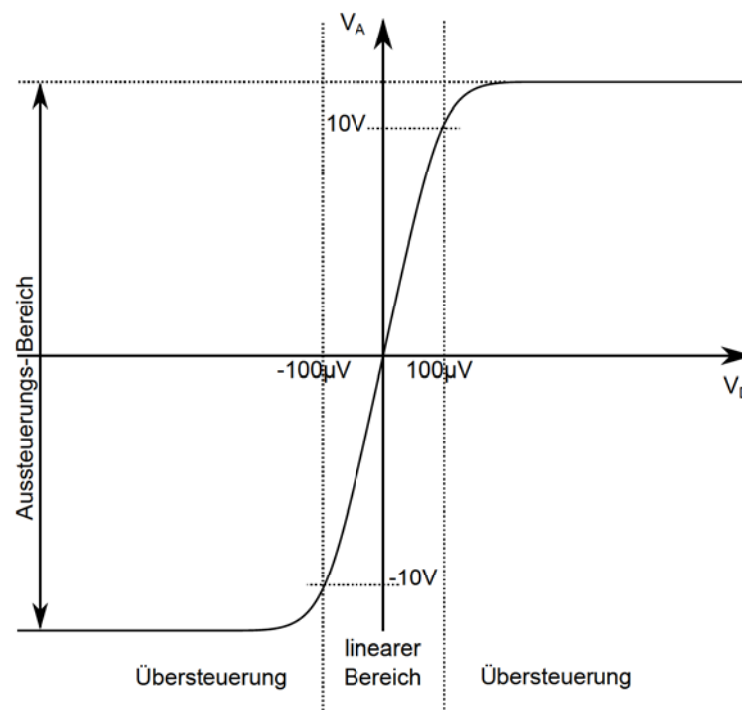


Abbildung 2.6: Exemplarische und vereinfachte Übertragungskennlinie eines Operationsverstärkers (nach [39, S.200])

2.2.2.2 Gleichtaktansteuerung

Bei der Gleichtaktansteuerung liegen der invertierende und der nicht-invertierende Eingang des Operationsverstärkers auf dem selben Potential. Ein reiner Differenzverstärker würde somit eine Ausgangsspannung $U_A = 0V$ erzeugen. Die Ausgangsspannung eines Operationsverstärkers wird jedoch von der Gleichtakteingangsspannung U_{GL} beeinflusst. Abbildung 2.7 zeigt eine vereinfachte Gleichtaktübertragungskennlinie für Operationsverstärker. Für kleine Werte von $|U_{GL}|$ lässt sich die Gleichtaktübertragungskennlinie durch eine Ursprungsgerade mit der Steigung A_{GL} (Gleichtaktverstärkung) annähern: [39, S.201]

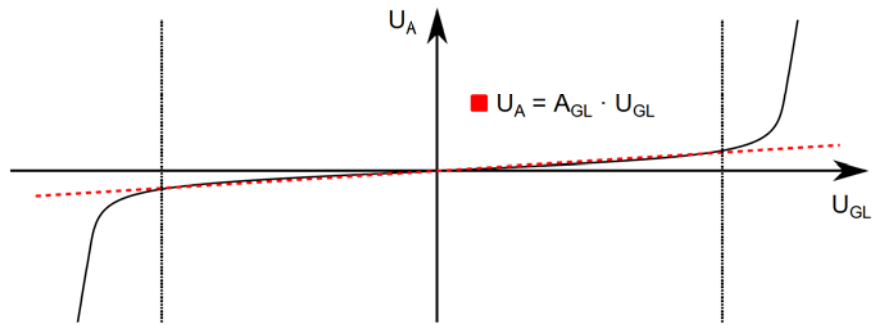


Abbildung 2.7: Gleichtaktübertragungskennlinie eines Operationsverstärkers (nach [39, S.201])

2.2.2.3 Offsetspannung

Ein realer Operationsverstärker erzeugt im Allgemeinen eine Ausgangsspannung $U_A \neq 0$, wenn sowohl an dem invertierenden als auch an dem nicht-invertierenden Eingang eine Spannung von $U_N = U_P = 0V$ angelegt wird. Dies zeigt sich daran, dass die Übertragungskennlinie um eine Offsetspannung U_O in positiver Eingangsspannungsrichtung verschoben ist. Bedingt durch den hohen Übertragungsfaktor A_D reicht bereits eine geringe Offsetspannung U_O aus, um den nicht-rückgekoppelten Operationsverstärker zu übersteuern. Wird die Übertragungscharakteristik des Operationsverstärkers hingegen durch die externe Beschaltung bestimmt, so wird die Offsetspannung U_O lediglich im selben Maße verstärkt wie die Differenzeingangsspannung U_D . Die Offsetspannung lässt sich durch ein Abgleichpotentiometer kompensieren, unterliegt jedoch einem Temperatur-, Betriebsspannungs- und Langzeit-Drift. [59, S.537]

2.2.2.4 Invertierender Verstärker

Der invertierende Verstärker ist neben dem nicht-invertierenden Verstärker eine der grundlegenden Möglichkeiten, einen Operationsverstärker als gegengekoppelten Verstärker zu betreiben. Abbildung 2.8 zeigt das Schaltbild und das Blockschaltbild eines invertierenden Verstärkers: [59, S.498]

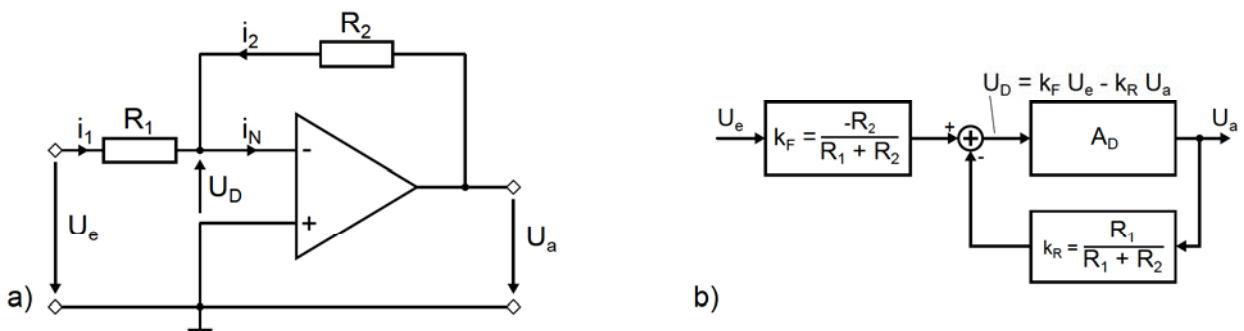


Abbildung 2.8: Grundsaltung des invertierenden Verstärkers: a) elektrisches Schaltbild, b) regelungstechnisches Blockschaltbild (Entnommen aus [59, S.499])

Die Übertragungsfunktion des regelungstechnischen Blockschaltbildes aus Abbildung 2.8b wird in Gleichung 2.8 hergeleitet:

$$A = \frac{U_a}{U_e} = \frac{-k_F A_D}{1 + k_R A_D} = \frac{-\frac{R_2}{R_1 + R_2} A_D}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_D} \stackrel{k_R A_D \gg 1}{\approx} -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.8)$$

Gleichung 2.8 zeigt, dass die Übertragungsfunktion des invertierenden Verstärkers im Falle hoher Leerlaufdifferenzverstärkungen ausschließlich vom Widerstandsverhältnis R_2/R_1 der äußeren Operationsverstärkerbeschaltung abhängt. [59, S.499]

2.2.3 Tiefpassfilter

Im Allgemeinen setzen sich Signale aus unterschiedlichen Frequenzanteilen zusammen. Filter besitzen eine frequenzabhängige Übertragungsfunktion, die je nach Art und Auslegung bestimmte Frequenzanteile eines Signals passieren lassen und ungewünschte Frequenzanteile sperren. Grundsätzlich lassen sich vier Arten von Filtern unterscheiden: Ein Tiefpassfilter (TP) unterdrückt Signalanteile im hohen Frequenzbereich, wohingegen ein Hochpassfilter (HP) niederfrequente Signalanteile dämpft. Bandpass- (BP) und Bandsperrenfilter (BS) besitzen hingegen zwei Grenzfrequenzen, die als hoch- bzw. niederfrequente Grenze eines Frequenzbandes interpretiert werden können. In Abbildung 2.9 sind die idealen Filtercharakteristika von TP-, HP-, BP- und BS-Filtern dargestellt: [31, S.124]

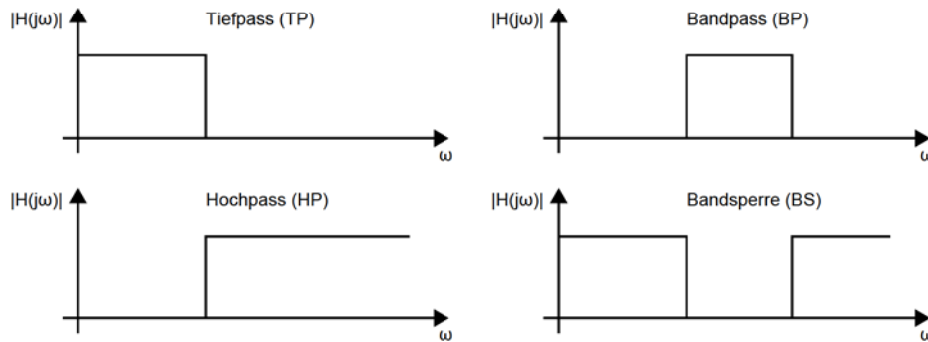


Abbildung 2.9: Ideale Übertragungskennlinie von Hochpass-, Tiefpass-, Bandpass- und Bandsperrenfiltern (nach [31, S.124])

Das Verhältnis von Eingangs- und Ausgangsspannung eines Filters wird als Frequenzgang bezeichnet. Die Übertragungsfunktion beschreibt das Verhältnis der Laplace-transformierten Eingangs- und Ausgangsspannung und lässt sich für einen Filter n -ter Ordnung durch Gleichung 2.9 beschreiben: [59, S.816]

$$A(s_n) = \frac{L[U_a(t)]}{L[U_e(t)]} = \frac{1}{(1 + a_1 s_n + b_1 s_n^2)(1 + a_2 s_n + b_2 s_n^2) \dots} \quad (2.9)$$

Die Ordnung n des Filters wird durch die höchste Potenz der Frequenzvariable s_n nach Ausmultiplizieren des Nenners vorgegeben. Für hohe Frequenzen ($f \gg$ Grenzfrequenz f_g) nimmt die Amplitude des Ausgangssignals mit $n \cdot 20\text{dB}$ pro Dekade ab. Die Koeffizienten a_n und b_n bestimmen das Übertragungsverhalten des Filters. Der Frequenzgang kann je nach gewünschtem Übertragungsverhalten optimiert werden. In Tabelle 2.1 wird das Übertragungsverhalten von Butterworth-, Bessel- und Tschebyscheff-Tiefpassfiltern verglichen: [59, S.816 ff.]

Frequenzgang-optimierung	Vorteile	Nachteile
Butterworth	Horizontaler Frequenzgang im Durchlassbereich, Abknicken nach Grenzfrequenz	Hohes Überschwingen bei Sprunganregung
Bessel	Optimales Rechteckübertragungsverhalten, konstante Gruppenlaufzeit	Langsamer Abfall der Verstärkung oberhalb der Grenzfrequenz
Tschebyscheff	Steiler Abfall der Verstärkung oberhalb der Grenzfrequenz	Welligkeit im Durchlassbereich, starkes Überschwingen

Tabelle 2.1: Vor- und Nachteile von Butterworth-, Bessel- und Tschebyscheff-Tiefpassfiltern

2.2.3.1 Passive Tiefpassfilter

Der einfachste realisierbare Tiefpassfilter besteht aus einem RC-Glied. Der Widerstand R und der Kondensator C sind als Spannungsteiler geschaltet, wobei die frequenzabhängige Impedanz des Kondensators die Filterwirkung hervorruft. [59, S.1533]

Abbildung 2.10 zeigt das Schaltbild des einfachsten passiven Tiefpassfilters sowie dessen Bode-Diagramm:

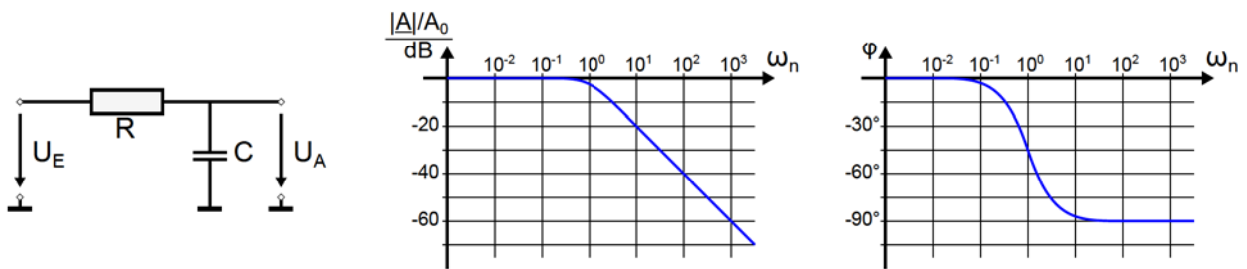


Abbildung 2.10: RC-Glied als Tiefpassfilter 1. Ordnung und dessen Bode-Diagramm (nach [59, S.1533])

Der Tiefpassfilter aus Abbildung 2.10 besitzt die Grenzfrequenz $f_g = 1/(2\pi RC)$. Die Übertragungsfunktion kann durch eine Zwei-Geraden-Näherung beschrieben werden. Unterhalb der Grenzfrequenz wird die Amplitude des Eingangssignals U_E näherungsweise nicht gedämpft. Oberhalb der Grenzfrequenz ($f \gg f_g$) fällt das Amplitudenverhältnis näherungsweise mit 20dB pro Dekade. [59, S.815]

Die Übertragungsfunktion 2.10 beschreibt das Amplitudenverhältnis zwischen der Eingangsspannung U_E und der Ausgangsspannung U_A im Frequenzbereich: [59, S.815]

$$A_{RC}(s) = \frac{U_a(s)}{U_e(s)} = \frac{1}{1 + RC \cdot s} \quad (2.10)$$

Neben dem mit hohen Frequenzen fallendem Amplitudenverhältnis tritt eine Phasenverschiebung σ auf, die für $f \gg f_g$ näherungsweise -90° beträgt.

2.2.3.2 Aktive Tiefpassfilter

Das Übertragungsverhalten von passiven Filtern wird beeinträchtigt, wenn diese am Ausgang belastet werden. Deshalb ist es nur in wenigen Anwendungsfällen möglich, durch eine Kaskadierung passiver Filterschaltungen einen Filter höherer Ordnung zu erzeugen. Durch die Verwendung aktiver Filter kann dieses Problem umgangen werden. Die einzelnen Filterelemente der Kaskade können belastet werden, ohne das Übertragungsverhalten signifikant zu beeinflussen.

Im folgenden Abschnitt wird das Übertragungsverhalten des aktiven Filters aus Abbildung 2.11 näher untersucht:

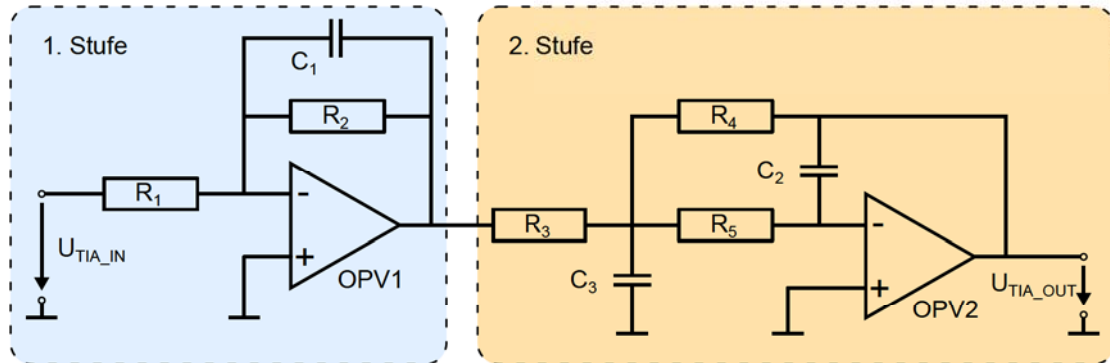


Abbildung 2.11: Zweistufige schaltungstechnische Realisierung eines aktiven Filters 3. Ordnung: 1. Stufe: Invertierender Verstärker mit frequenzabhängiger Rückkopplung 1. Ordnung; 2. Stufe: Mehrfach rückgekoppelter Filter 2. Ordnung

In Kapitel 2.2.2.4 wurde das Übertragungsverhalten des invertierenden Verstärkers untersucht. Die erste Filterstufe in Abbildung 2.11 entspricht dem invertierenden Verstärker mit einem frequenzabhängigen Rückkopplungspfad. Die Übertragungsfunktion 2.11 der ersten Filterstufe ergibt sich durch Einsetzen der Impedanz des Rückkopplungspfads in Gleichung 2.8: [59, S.837]

$$A_1(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + (R_2 C_1)s} \quad (2.11)$$

Die zweite Filterstufe stellt einen mehrfach gegengekoppelten Tiefpassfilter 2. Ordnung dar. Die Übertragungsfunktion dieser Filterstufe lässt sich durch eine Knotenspannungsanalyse bestimmen und ist in Gleichung 2.12 gegeben: [59, S.839]

$$A_2(s) = -\frac{R_4}{R_3} \frac{1}{1 + (C_2(R_4 + R_5 + \frac{R_4 R_5}{R_3}))s + (C_2 C_3 R_4 R_5)s^2} \quad (2.12)$$

Die Ausgangsgröße der ersten Filterstufe ist die Eingangsgröße der zweiten Filterstufe. Stellt man diese Verschaltung der Übertragungsfunktionen im Blockschaltbild dar, so ist ersichtlich, dass sich die Übertragungsfunktion $A(s)$ der gesamten Strecke als Produkt der einzelnen Übertragungsfunktionen $A_1(s)$ und $A_2(s)$ ergibt: [46, S.36 f.]

$$\begin{aligned}
 A(s) &= A_1 \cdot A_2 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + (R_2 C_1)s} \cdot -\frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1}{1 + (C_2(R_4 + R_5 + \frac{R_4 + R_5}{R_3}))s + (C_2 C_3 R_4 R_5)s^2} \\
 &= \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \cdot \frac{1}{(1 + a_1 s + b_1 s^2) \cdot (1 + a_2 s + b_2 s^2)} \\
 &\quad , \text{ mit} \\
 a_1 &= R_2 C_1 \\
 b_1 &= 0 \\
 a_2 &= C_2(R_4 + R_5 + \frac{R_4 + R_5}{R_3}) \\
 b_2 &= C_2 C_3 R_4 R_5
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

Für die Auslegung des Filters müssen die Koeffizienten a_1 , b_1 , a_2 und b_2 so gewählt werden, dass sich das gewünschte Übertragungsverhalten einstellt. Für die Optimierung des Frequenzganges stehen die Koeffizienten verschiedener Filtertypen in tabellarischer Form zur Verfügung. Da Kondensatoren im Allgemeinen lediglich in der Normreihe E6 erhältlich sind, ist es vorteilhaft, die Kapazitäten der Kondensatoren vorzugeben und die Widerstände zu berechnen, um das gewünschte Filterverhalten zu erzielen. [59, S.828 ff.]

2.2.4 Analog-Digital-Umsetzer

Analog-Digital-Umsetzer (AD-Umsetzer) wandeln ein analoges Eingangssignal in ein digitales Ausgangssignal. Der Großteil der AD-Umsetzer wandelt eine analoge Eingangsspannung proportional in einen wert- und zeitdiskreten digitalen Zahlenwert. Der Quantisierungsfehler hängt dabei sowohl von der Auflösung des AD-Wandlers als auch von der zeitlichen Messrate ab. Für die AD-Umsetzung werden prinzipiell drei unterschiedliche Verfahren unterschieden: [59, S.999]

- das Parallelverfahren
- das Wägeverfahren
- das Zählverfahren

Die Verfahren unterscheiden sich in der Anzahl der benötigten Komperatoren. Je mehr Komperatoren für den Spannungsvergleich mit einer Referenzspannung benötigt werden, desto höher ist der Aufwand für die schaltungstechnische Umsetzung. Jedoch sinkt auch die Anzahl der Quantisierungsschritte mit steigender Zahl der Komperatoren. [59, S.999]

Parallelumsetzer vergleichen die Eingangsspannung gleichzeitig mit n Komperatoren. Somit können $n + 1$ Quantisierungsintervalle in einem Quantisierungsschritt überprüft werden. [59, S.999]

AD-Wandler, die nach dem Zählverfahren arbeiten, erhöhen die Vergleichsspannung sukzessive um den kleinsten auflösbaren Quantisierungsschritt bis die Eingangsspannung erreicht ist. [59, S.999]

AD-Umsetzer, die nach dem Wägeverfahren arbeiten, vergleichen jeweils eine Stelle der zugehörigen Dualzahl. Sie bestehen aus einem Komperator und einem Digital-Analog-Wandler, dessen Auflösung gleich der Auflösung des AD-Wandlers ist. Die Digitalisierung wird rekursiv durchgeführt und startet beim höchstwertigen Bit. Das zu überprüfende Bit wird zunächst auf „1“ gesetzt und die Eingangsspannung wird mit der Ausgangsspannung des Digital-Analog-Wandlers verglichen. Sofern die Eingangsspannung höher ist, bleibt das zu überprüfende Bit unverändert auf „1“ gesetzt; anderenfalls wird das zu überprüfende Bit auf „0“ gesetzt. [59, S.999]

2.2.5 Mikrocontroller

Mikrocontroller sind integrierte Schaltungen, die einen Mikroprozessor und Peripheriefunktionen auf einem Halbleiterchip vereinen. Der Funktionsumfang und die Leistungsfähigkeit der Mikrocontroller richtet sich nach dem Anwendungsgebiet und reicht von einfachen 4-Bit Architekturen bis hin zu 32-Bit Architekturen. Mikrocontroller werden von den Herstellern in „Familien“ gegliedert, die jeweils auf den gleichen Befehls- oder Registersatz zurückgreifen, sich jedoch in der Ausführung der Peripherieeinheiten unterscheiden. [2, S.1 f.]

Mikrocontroller basieren häufig auf einer „RISC“ (Reduced Instruction Set Computer) Architektur des Prozessors. Diese Prozessoren verfügen lediglich über einen sehr einfachen Befehlssatz, der bspw. elementare Rechenoperationen enthält. Auf Basis dieser einfachen Befehle werden komplexe Datenverarbeitungsschritte zusammengesetzt. Abbildung 2.12 zeigt die Hierarchie der einzelnen Bestandteile eines Mikrocontrollers im Schalenmodell: [6, S.73 ff.] [44, S.11]

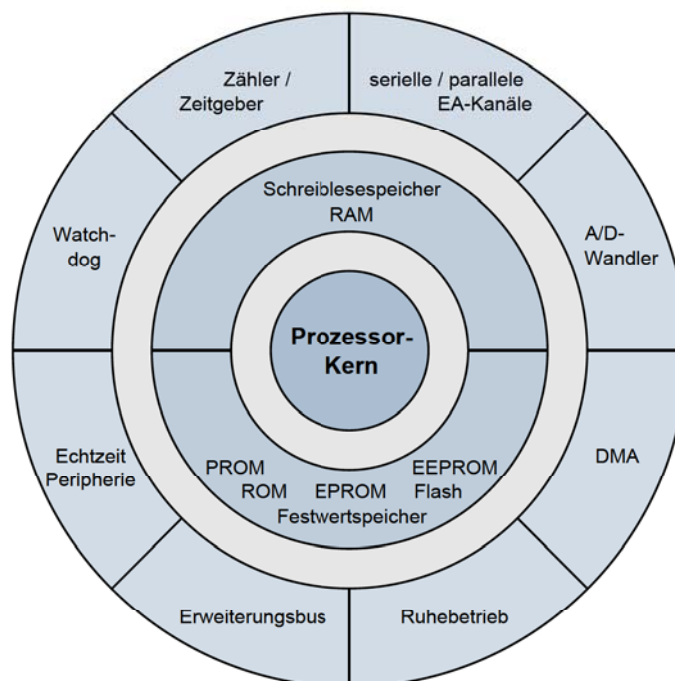


Abbildung 2.12: Schalenmodell eines Mikrocontrollers mit Prozessorkern und Peripherie (Nach [6, S.76])

Je nach Hersteller und Funktionsumfang unterscheidet sich die Architektur und Peripherie von Mikrocontrollern sehr stark. Aus diesem Grund werden in den folgenden Abschnitten die wichtigsten funktionalen Einheiten des Mikrocontrollers „ATmega64M1“ der Atmel Corporation vorgestellt. Nach Abwägung der Anforderungen und des Leistungsumfangs wurde dieser Mikrocontroller für die digitale Signalverarbeitung in der integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren ausgewählt (siehe Kapitel 6.2.4).

2.2.5.1 Funktionale Bestandteile eines Mikrocontrollers am Beispiel des ATmega64M1

Dieser Abschnitt beschreibt die Funktionsweise und den Aufbau der funktionalen Bestandteile des „ATmega64M1“. In Abbildung 2.13 ist die Anbindung der „Arithmetic-Logical-Unit“ (ALU), der Speicherbausteine sowie der Peripheriekomponenten an den Datenbus dargestellt:

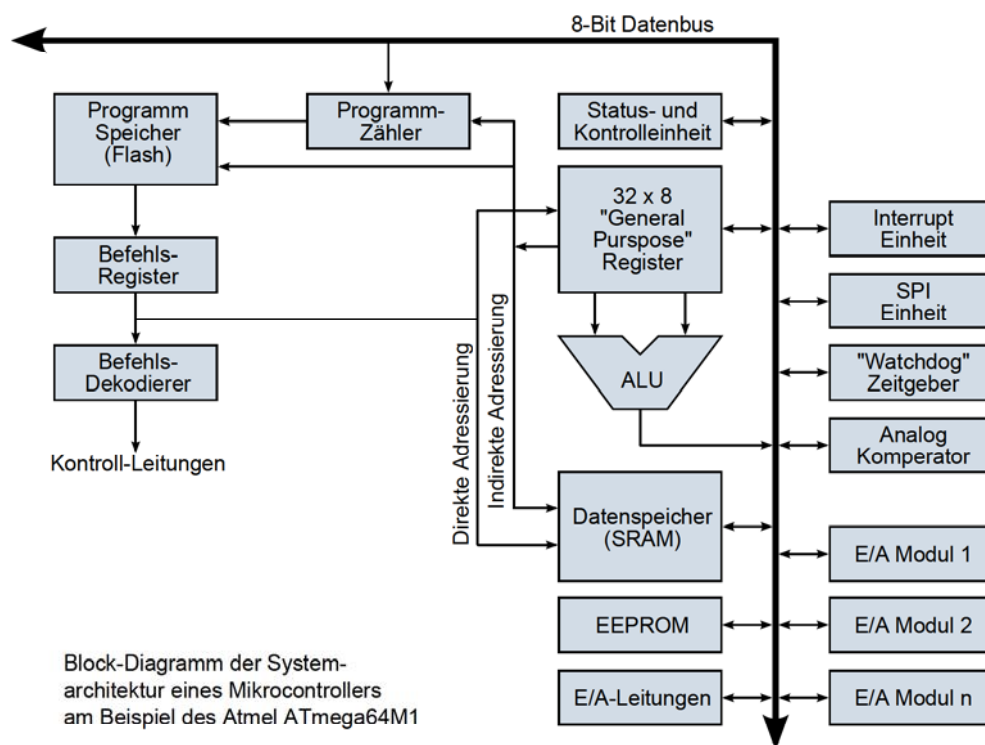


Abbildung 2.13: Block-Diagramm der Systemarchitektur des ATmega64M1: Anbindung der „Arithmetic-Logical-Unit“, der Speicherbausteine sowie der Peripheriekomponenten an den Datenbus. (Entnommen aus [1, S.12])

Central Processing Unit Der Hauptprozessor bzw. die „Central Processing Unit“ (CPU) ist die zentrale Datenverarbeitungseinheit des Mikrocontrollers. Die Aufgaben der CPU bestehen in der Ausführung von Berechnungen, dem Speicherzugriff, der Steuerung von Peripheriekomponenten sowie der Behandlung von Interrupt-Routinen. Der Prozessor ist nach der Harvard-Architektur entworfen und verfügt somit über einen getrennten Programm- und Daten-Speicher. Darüber hinaus ist der Programmspeicher über einen getrennten Bus an das Befehlsregister angeschlossen und nicht mit dem Datenbus verbunden. Die „Arithmetic-Logical-Unit“ (ALU) ist Bestandteil der CPU und führt arithmetische, logische und bitweise Funktionen aus. [1, S.12 ff.]

E/A-Funktionalität Der Mikrocontroller verfügt über Ein- und Ausgabekanäle (E/A-Kanäle), die der Kommunikation mit externen Peripheriekomponenten dienen. Jeder Kanal verfügt über mehrere E/A-Pins. Die E/A-Kanäle bestehen aus Eingabe-Puffern, Speicherregistern, logischen Konfigurationsschaltungen und Treibern für die Ausgabe von digitalen Signalen. [14, S.37]

Serial Peripheral Interface Das „Serial Peripheral Interface“ (SPI) ist eine synchrone Kommunikationsschnittstelle, die über eine hohe Datenübertragungsrate verfügt. Sie dient dem Austausch von Daten mit anderen Mikrocontrollern oder Peripheriekomponenten. Die SPI-Schnittstelle arbeitet nach dem „Master-Slave-Prinzip“. Der für den synchronen Datenaustausch notwendige Takt wird vom Master bereitgestellt. Jede Implementierung der SPI-Schnittstelle verfügt über ein Sende- bzw. Empfangsregister. Der Inhalt der Register wird zwischen Master und aktivem Slave ausgetauscht, sobald der Master die Datenübertragung initiiert. [8, S.160]

2.2.6 Controller Area Network

Das „Controller Area Network“ (CAN) wurde ursprünglich von der Robert Bosch GmbH für den Einsatz in Kraftfahrzeugen entwickelt. Der CAN-Bus basiert auf dem ISO/OSI Schichtenmodell, wobei lediglich die Bitübertragungs- und Sicherungsschicht in der Norm ISO 11898 festgelegt ist. Er zählt zu den Multi-Master-Bussystemen und verwendet zur Sicherung der Datenübertragung das „Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance“ (CSMA/CA) Verfahren. [45, S.280]

Der CAN-Bus verfügt über eine maximale Datenübertragungsrate von bis zu 1 Mbit/s und ist je nach Datenmenge und Priorität der versendeten Nachrichten für den echtzeitkritischen Einsatz geeignet. [16, S.52 ff.]

Die Topologie eines CAN-Netzwerks lässt sich als Linienstruktur mit der eingeschränkten Möglichkeit von Stichleitungen beschreiben. Alle Busteilnehmer werden über ein zweiadriges Kabel miteinander verbunden. Um die elektromagnetische Verträglichkeit zu erhöhen, sind die Adern des Kabels verdreht und geschirmt ausgeführt. In Abbildung 2.14 ist die Bustopologie und der Aufbau der Kommunikationsleitung grafisch dargestellt: [45, S.400]

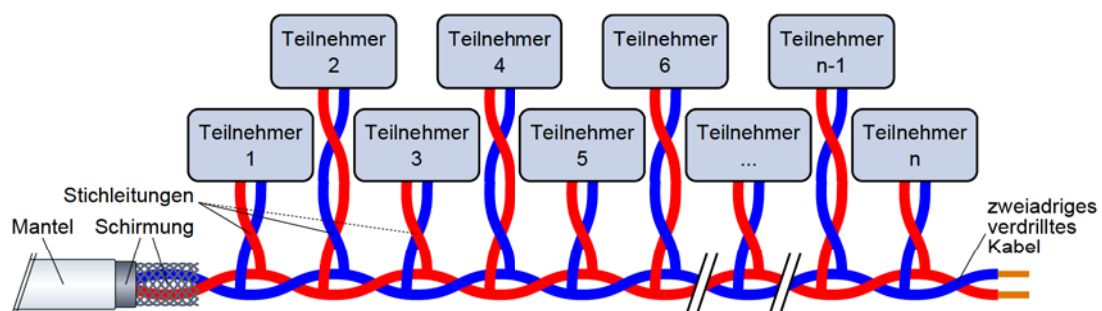


Abbildung 2.14: Darstellung der Topologie eines CAN-Bus-Systems: Alle Busteilnehmer sind mit einem zweiadrigen Kupferkabel miteinander verbunden. Zur Erhöhung der elektromagnetischen Verträglichkeit ist das Kabel verdreht und geschirmt ausgeführt.

In Tabelle 2.2 ist der Telegrammaufbau für das Versenden von Nachrichten nach dem CAN2.0A Standard beschrieben. Jedes Telegramm enthält eine Objekt-Nummer, die den Typ des Nach-

richteninhalts in kodierter Form beschreibt. Jeder an den Bus angeschlossene Teilnehmer entscheidet anhand der Objekt-Nummer einer Nachricht über die Relevanz des Dateninhalts. Mit jedem Telegramm können bis zu acht Byte Daten übertragen werden. [45, S.280]

Bit Nr.	1	2 – 12	13	14 – 19	20 – 51	52 – 67	68 – 69	70 – 76
Inhalt	Startbit	Objekt-Nr.	Fernabfrage	Datenlänge	Daten	Prüfsumme	Empfangsbest.	Ende
Beispiel	0	13	nein	32	12 28 118 2		11 → 01	1111111

Tabelle 2.2: Telegrammaufbau für das Versenden von Nachrichten über den CAN-Bus: Jedes Telegramm besteht aus einem Startbit, einer Objektnummer, einer Fernabfrage, der Datenlänge, den Daten, der Prüfsumme, der Empfangsbestätigung und dem Nachrichten-Ende. (Entnommen aus [45, S.280])

2.3 Polyorganosiloxane

Kunststoffe bzw. Polymere sind hoch molekulare organische Verbindungen und lassen sich in Thermoplaste, Duroplaste und Elastomere einteilen. Sie lassen sich entweder durch die Abwandlung hochmolekularer Naturstoffe oder durch die Aneinanderlagerung von Monomeren herstellen. Abbildung 2.15 verdeutlicht die Einteilung der Kunststoffe sowie deren Art der Vernetzung: [15, S.3]

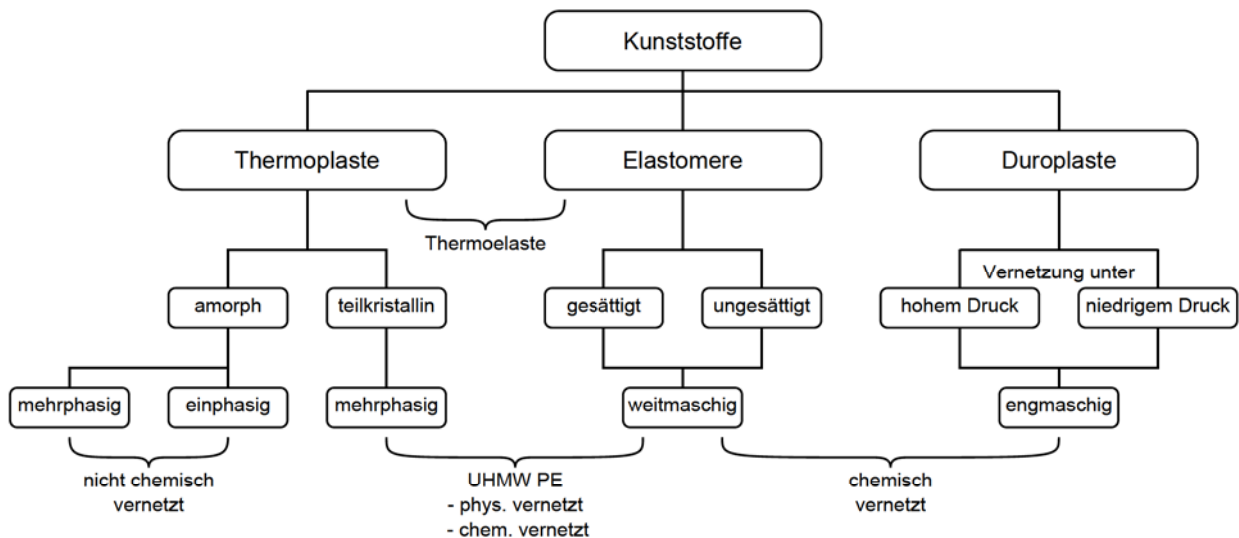


Abbildung 2.15: Einteilung der Kunststoffe in Thermoplaste, Elastomere und Duroplaste (Entnommen aus [15, S.4])

Das namensgebende Merkmal von Polyorganosiloxanen besteht in der Hauptkette, die nicht aus Kohlenstoffatomen, sondern aus alternierend angeordneten Silizium- und Sauerstoffatomen aufgebaut ist. In Abhängigkeit der geforderten Materialeigenschaften werden unterschiedliche organische Substituenten an die Siliziumatome angelagert. [64, S.250]

Abbildung 2.16 stellt die Monomere mit Methyl- (M), Vinyl- (V), Phenyl- (P) und Fluoralkylgruppen (F) als Substituenten dar: [15, S.1282]

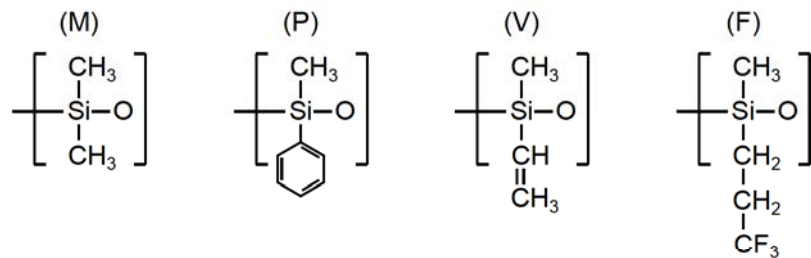


Abbildung 2.16: Einteilung der Polyorganosiloxane nach Substituenten: Methyl (M), Vinyl (V), Phenyl (P), Fluoralkyl (F) (Entnommen aus [15, S.1282])

Silikonelastomere zeichnen sich durch eine hohe thermische Beständigkeit, gute Kälteflexibilität, gute dielektrische Eigenschaften, hohe Oxidationsbeständigkeit und geringe Temperaturabhängigkeit der Materialeigenschaften aus. Daher eignen sich Silikonelastomere in idealer Weise als Werkstoff für Bauteile, die flexible Materialeigenschaften aufweisen sollen und hohen mechanischen, chemischen und thermischen Einflüssen widerstehen müssen. In den folgenden Kapiteln sollen die mechanischen und elektrischen Eigenschaften von Elastomeren näher betrachtet werden. [15, S.1283]

2.3.1 Mechanische Eigenschaften von Elastomeren

Das mechanische Verhalten von Kunststoffen ist im Allgemeinen sowohl viskos als auch elastisch. Für die Beschreibung von Kunststoffen kommen in Abhängigkeit der Materialeigenschaften mehrere Materialmodelle zum Einsatz. Jedes dieser vereinfachten Materialmodelle besteht aus einer Serien- oder Parallelschaltung von Feder- und Dämpferelementen. In Abbildung 2.17 sind das „Voigt-Kelvin-Modell“ (a), das „Maxwell-Modell“ (b) und das „Burger-Modell“ (c) dargestellt: [15, S.61 ff.]

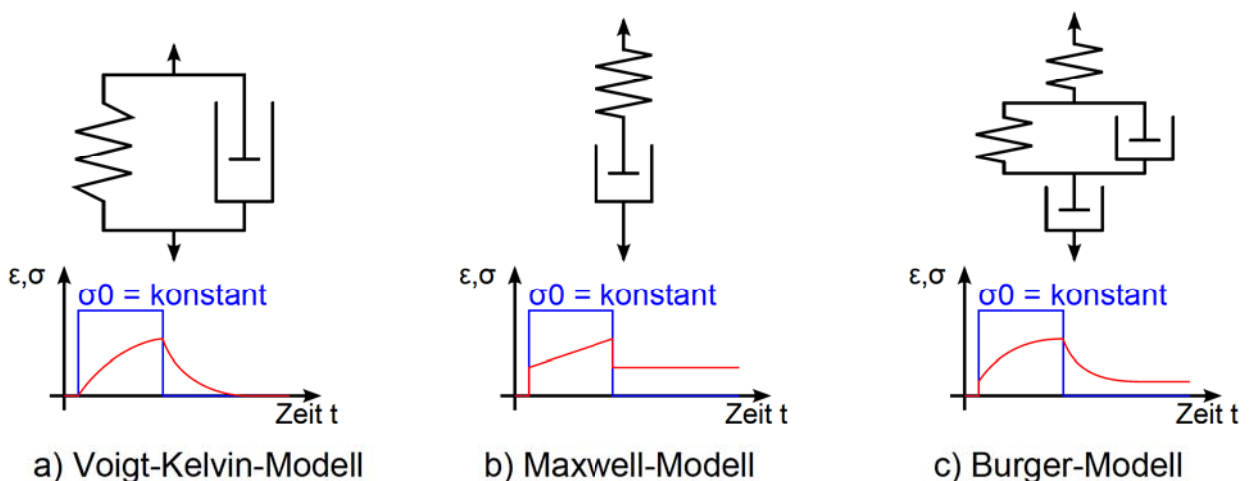


Abbildung 2.17: Modelliertes Verformungsverhalten von Kunststoffen: a) Voigt-Kelvin-Modell, b) Maxwell-Modell, c) Burger-Modell (Nach [15, S.61 f.])

Die Eigenschaften der in Abbildung 2.17 dargestellten Materialmodelle können wie folgt beschrieben werden: [15, S.61 ff.]

Voigt-Kelvin-Modell Das Voigt-Kelvin-Modell besteht aus der Parallelschaltung einer Feder und eines Dämpfers und beschreibt eine viskoelastische Deformation. Das elastische Materialverhalten wird durch die Feder, das viskose Materialverhalten durch den Dämpfer hervorgerufen. Unter Last stellt sich die Dehnung zeitverzögert ein. Nach Entlastung wird der Ausgangszustand wieder erreicht. Diese Form der Viskoelastizität wird als Entropieelastizität bezeichnet. Unter Last findet eine Umordnung der Molekülketten in viskoelastischen Polymeren statt. Die rückstellende Wirkung wird durch das Entropiestreben der Molekülketten hervorgerufen. [15, S.61 ff.]

Maxwell-Modell Das Maxwell-Modell besteht aus der Serienschaltung einer Feder und eines Dämpfers. Unter Be- und Entlastung wird eine sprungartige, elastische Verformung beobachtet. Der Dämpfer im Materialmodell führt zu einer irreversiblen Verformung, die nach Entlastung bestehen bleibt. [15, S.62 ff.]

Burger-Modell Das Burger-Modell vereint die Materialeigenschaften des Voigt-Kelvin- und des Maxwell-Modells und beschreibt das Materialverhalten vieler Kunststoffe hinreichend genau. [15, S.62 ff.]

Bei der Untersuchung des Spannungs-Dehnungs-Verhaltens von Elastomeren weichen die Messwerte der ersten Belastungszyklen signifikant von denen der folgenden Belastungszyklen ab. Deshalb wird die Aufnahme von Spannungs-Dehnungs-Diagrammen in mehreren Zyklen durchgeführt. Nach abgeschlossener Vorkonditionierung des Materials stellt sich eine reproduzierbare Messkurve ein. Besonders deutlich ist dieser Effekt, der auch Mullins-Effekt genannt wird, bei gefüllten Elastomeren zu beobachten. Unter Belastung werden die Füllstoffe, die im Polymer eingebettet sind, neu angeordnet. Nach Entlastung ist eine bleibende Verformung des Materials zu beobachten. [15, S.66]

Das Materialverhalten viskoelastischer Polymere führt unter dynamischer Belastung zu einer Phasenverschiebung zwischen der Spannung σ und der Dehnung ϵ . Der Phasenwinkel δ stellt ein Maß für die mechanische Dämpfung des Materials dar. Die Dämpfung wird durch Dissipation mechanischer Energie infolge der „inneren Reibung“ verursacht. [15, S.66]

2.3.2 Elektrische Eigenschaften von gefüllten Elastomeren

Die elektrische Leitfähigkeit von Kunststoffen kann durch intrinsische Leitfähigkeit, leitfähige Füllpartikel oder eine leitfähige Oberflächenbeschichtung hervorgerufen werden. In diesem Kapitel wird ausschließlich auf Polymere eingegangen, die durch Einlagerung von Füllstoffen leitfähige Eigenschaften besitzen. [25, S.7]

Die Leitfähigkeit eines Materials beschreibt dessen Fähigkeit, elektrische Ladungen zu transportieren. Silikonelastomere sind im Allgemeinen Isolatoren, da sie über keine freien Ladungsträger für den Ladungsträgertransport verfügen. Durch das Beimischen von additiven, leitfähigen Füllstoffen bilden sich je nach Volumenanteil der Füllstoffe leitfähige Kanäle. Die Perkolationsgrenze bezeichnet den Volumenanteil der Füllstoffe, ab dem sich bei statistischer Gleichverteilung der Additive mindestens ein leitfähiger Kanal ausbildet.

Die spezifische Leitfähigkeit gefüllter Polymere lässt sich in Abhängigkeit des Volumenanteils der Füllstoffe in drei Bereiche unterteilen. Die Beimischung von leitfähigen Additiven unterhalb der Perkulationsgrenze führt nicht zu einer Erhöhung der spezifischen Leitfähigkeit, da kein durchgängiger Kanal zum Ladungstransport erzeugt wird. Sobald die Perkulationsgrenze überschritten wird, erhöht sich die Leitfähigkeit in Abhängigkeit der elektrischen Eigenschaften der Füllstoffe um mehrere Zehnerpotenzen. Die fortgeführte Erhöhung der Füllstoffkonzentration führt zum Erreichen einer Sättigungsgrenze. In diesem Bereich wird die spezifische Leitfähigkeit des gefüllten Polymers durch die elektrischen Eigenschaften der Füllstoffe bestimmt. Der Zusammenhang zwischen der Füllstoffkonzentration und der spezifischen Leitfähigkeit des gefüllten Polymers ist in Abbildung 2.18 dargestellt: [15, S.1341] [25]

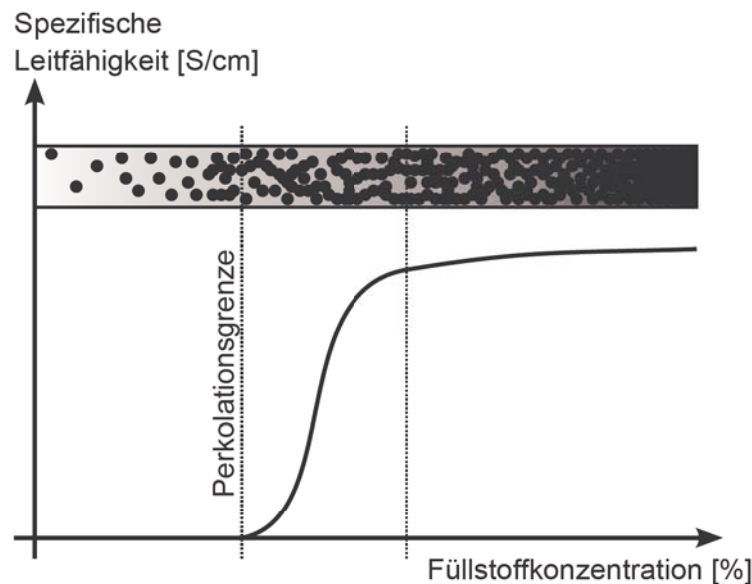


Abbildung 2.18: Spezifische Leitfähigkeit gefüllter Elastomere in Abhängigkeit der Füllstoffkonzentration (Nach [15, S.1341])

Die spezifische Leitfähigkeit wird neben der Füllstoffkonzentration durch die Form, die Ausrichtung und die Leitfähigkeit der Füllstoffpartikel beeinflusst. Die Eigenschaften verschiedener Füllstoffe werden im folgenden Abschnitt zusammengefasst: [15, S.1342]

Ruße Ruße sind poröse, leitfähige Füllstoffe, deren Partikelgröße im Bereich zwischen 10 und 100 nm liegt. Je nach Volumenverhältnis zwischen Polymer und Leitruß lässt sich der spezifische Widerstand im Bereich von 10^1 bis $10^6 \Omega\text{cm}$ einstellen.

Graphite Die elektrischen Eigenschaften von Graphit ähneln den elektrischen Eigenschaften von Leitruß. Graphit bildet jedoch eine schichtförmige Struktur aus, wodurch höhere Füllgrade notwendig sind.

2.4 Sinneswahrnehmung des Menschen

Bei der Interaktion eines Menschen mit seiner Umgebung stehen diesem fünf Sinne zur Verfügung, um Informationen über sein Umfeld zu gewinnen. Diese Klassifizierung der Sinneswahrnehmungen in „Sehen“, „Hören“, „Schmecken“, „Riechen“ und „Fühlen“ stellt eine vereinfachte Übersicht der wichtigsten Sinneseindrücke dar. Allen Sinneswahrnehmungen liegt ein Reiz als physikalisch messbare Größe zugrunde, durch den eine Rezeptorzelle erregt wird. Nach der Vorverarbeitung, der Weiterleitung über Nervenbahnen und der Informationsreduktion der Rezeptorsignale entsteht der Sinneseindruck im zentralen Nervensystem. Abbildung 2.19 zeigt eine Übersicht der fünf Sinne sowie deren theoretische Datenraten: [42, S.43]

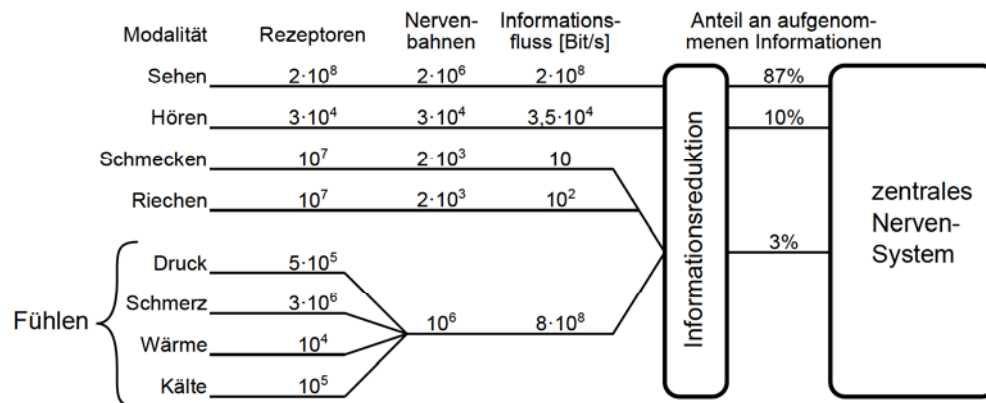


Abbildung 2.19: Übersicht der menschlichen Sinneswahrnehmungen und der zugehörigen Datenraten (Nach [42, S.43])

Das Fühlen nimmt unter den Sinnesmodalitäten eine Sonderstellung ein, da dieser Sinn in weitere Submodalitäten unterteilt ist. Die Rezeptoren für diese Sinneseindrücke befinden sich in der Haut - dem größten Organ des Menschen. Der Tastsinn (Mechanorezeption) ist neben der Temperaturempfindung (Thermorezeption) und der Schmerzempfindung (Nozizeption) eine der Submodalitäten der Hautsensibilität. [43, S.273]

Mechanorezeptoren sind in unterschiedlichen Konzentrationsdichten in den einzelnen Hautschichten eingebettet. Dieser Konzentrationsunterschied führt dazu, dass unterschiedliche Hautareale verschiedene Sensibilitäten für äußere Reize aufweisen. Die hohen Konzentrationen der Mechanorezeptoren in den Fingerspitzen, den Lippen sowie der Zunge führt zu einer hohen räumlichen Auflösung des Tastsinns (0,5-1mm) und ermöglicht es dem Menschen Objekte, Oberflächen und Materialeigenschaften zu identifizieren. Die Handflächen und Fußsohlen hingegen sind besonders sensibel für Vibrationen. Leichte Berührungen sowie deren Richtung können auf der gesamten Hautoberfläche wahrgenommen werden. [43, S.282]

Mechanorezeptoren können drei Sinneseindrücke vermitteln: „Druck“, „Berührung“ und „Vibration“. Durch das Aufbringen lokaler Druckreize kann die Intensitätsschwelle sowie das räumliche Auflösungsvermögen unterschiedlicher Hautareale bzw. Dermatome untersucht werden. Die Fingerspitzen verfügen über eine hohe räumliche Auflösung (0,5 bis 1mm) und können Abweichungen in der Oberflächenbeschaffenheit ertasten, sofern diese größer als $40\mu m$ sind. Jedoch ist die Intensitätsschwelle bedingt durch die starke Verhornung der oberen Hautschicht im Vergleich

zu berührungssensiblen Hautarealen (z.B. dem Gesicht) stark erhöht. [33, S.298]

In unbehaarten Hautarealen können vier funktionelle Typen von Mechanorezeptoren unterschieden werden. Die Adaptionsgeschwindigkeit, die Reizempfindlichkeit, die Größe des rezeptiven Feldes sowie die Lage der jeweiligen Rezeptortypen sind in Tabelle 2.3 dargestellt: [43, S.282]

Typ	Adaption	Adäquater Reiz	Rezeptives Feld	Nervenendigung	Lage
SA1	Langsam	Vertikaler Druck	Klein	Merkel	Basale Epidermis
SA2	Langsam	Laterale Zugspannung	Groß	Ruffin	Dermis
RA	Schnell	Geschwindigkeit	Klein	Meissner	Apikale Dermis
PC	Sehr schnell	Beschleunigung	Groß	Pacini	Subcutis, Mesenterium

Tabelle 2.3: Histologie der Mechanorezeptoren (Entnommen aus [43, S.283])

SA1- und SA2-Rezeptoren sind langsam adaptierende (Slowly Adapting) Proportional-Differenzial-Fühler. Ihre Aktivität passt sich an statische Reize an, endet jedoch erst mit Beendigung des Reizes. Die Adaptierung an statische Reize kann durch das visko-elastische Verhalten der Dermis erklärt werden. Reine Differenzial-Fühler, wie die schnell adaptierenden RA-Rezeptoren (Rapidly Adapting) und PC-Rezeptoren (Pacini) weisen keine statische Reizantwort auf. Die Größe des rezeptiven Feldes eines SA1-Rezeptors, der auf Druck in Normalrichtung reagiert, ist klein (ca. 3 mm Durchmesser) im Vergleich zu SA2-Rezeptoren, die in tieferen Hautschichten eingebettet sind. SA2-Rezeptoren detektieren laterale Zugspannungen im Umkreis von ca. 1,5 cm. Die Aktivität der RA-Rezeptoren ist ebenfalls auf ein kleines rezeptives Feld beschränkt und dient der Messung der Deformierungsgeschwindigkeit. PC-Rezeptoren sind empfindliche Beschleunigungssensoren im Subcutis, deren rezeptives Feld eine große Ausdehnung besitzt. [43, S.283]

In behaarten Hautarealen übernehmen die Tastscheiben die Funktion der Merkel-Zellen (SA1-Rezeptoren) und die Haarfollikelrezeptoren die Funktion der Meissner-Körperchen (RA-Rezeptoren). Abbildung 2.20 zeigt die einzelnen Rezeptortypen in behaarten und unbehaarten Hautschichten sowie deren Aktionspotential auf unterschiedliche Reizverläufe: [43, S.282]

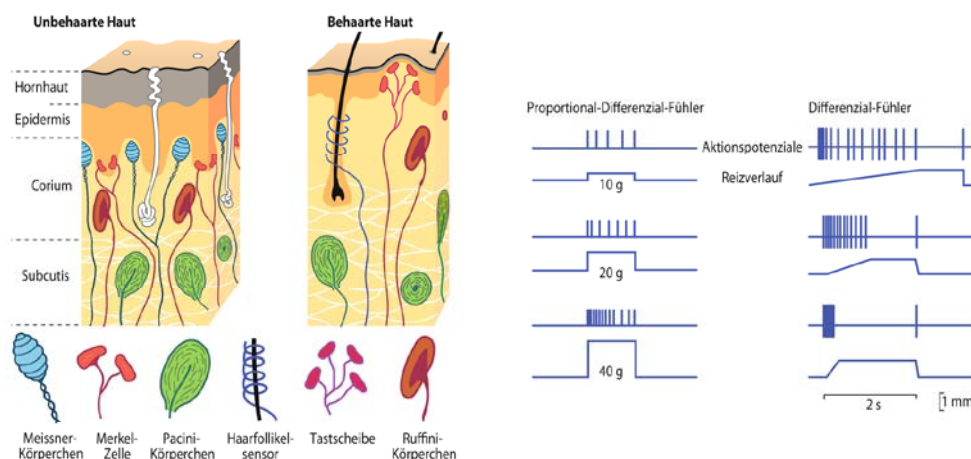


Abbildung 2.20: Histologie der Mechanorezeptoren in der Haut und Reizantwort von Proportional-Differenzial- sowie Differenzial-Fühlern (Entnommen aus [43, S.284])

3 Stand der Forschung und Problemanalyse

In diesem Kapitel werden zunächst die Anforderungen an einen taktilen Sensor beschrieben. Im Anschluss wird der aktuelle Stand der Forschung und Technik im Bereich der taktilen Sensoren dargelegt.

3.1 Vergleichende Betrachtung von taktilen Sensoren in der Robotik

Taktile Sensoren werden in der Robotik zur Messung von extrinsischen Kräften und Momenten an Kontaktflächen eingesetzt. Je nach Umsetzung des taktilen Sensors ist es darüber hinaus möglich, die Verteilung der Kräfte und Momente auf der Kontaktfläche zu bestimmen. Im folgenden Abschnitt werden die Anforderungen an einen taktilen Sensor beschrieben: [10, S.7] [52, S.66]

Mechanische Eigenschaften Der taktile Sensor kommt auf der Oberfläche eines mechatronischen Systems zum Einsatz und ist äußeren Krafteinflüssen ausgesetzt. Um Beschädigungen der internen Sensorstruktur zu vermeiden, müssen die mechanische Struktur, die sensorischen Elemente und die Kontaktierung der sensorischen Elemente widerstandsfähig gegenüber äußerer Krafteinwirkungen sein. Zur taktilen Erfassung der Kontur eines Objektes muss sich die Sensoroberfläche an die Form des Objektes anpassen können. Darüber hinaus muss die mechanische Sensorstruktur resistent gegenüber Temperaturänderungen, Luftfeuchtigkeit und chemischer Beanspruchung sein.

Sensivität Taktile Sensoren bestehen aus verteilten Sensorelementen, die über einen scharf abgegrenzten Funktionsumfang verfügen. Sofern die Integrität der Daten gewährleistet ist, kann ein Sensorelement auch mehrere sensorische Funktionen zur Messung unterschiedlicher physikalischer Größen übernehmen.

Sensibilität Die sensorischen Eigenschaften der taktilen Sensorelemente sollten je nach Oberflächenareal Krafteinwirkungen detektieren können, die zu einem Druck von 10^3 Pa bis 10^6 Pa an der Sensoroberfläche führen. Der dynamische Messbereich von 1000 : 1 ermöglicht es, sowohl feinfühlig manipulatorische und exploratorische Aufgabenstellungen auszuführen als auch potentiell strukturschädigende Krafteinwirkungen auf der Oberfläche des taktilen Sensors zu detektieren.

Auflösungsvermögen Die Anforderungen an das Auflösungsvermögen eines taktilen Sensors variieren mit dem dedizierten Einsatzbereich. Oberflächen, die der Manipulation von Objekten dienen, sollten ein taktiler räumliches Auflösungsvermögen von ca. 1 mm besitzen. Für Oberflächenareale, deren taktile Sensibilität lediglich einer Kollisionskontrolle dient, reicht eine räumliche Auflösung von ca. 5 – 25 mm aus.

Messrate Je nach Art der äußeren Krafteinwirkung müssen taktile Sensorelemente statische und dynamische mechanische Erregungen erfassen. Für die Einbindung von taktilen Informationen in Regelkreise ist eine Messrate von 1000 Hz als sinnvoll anzunehmen. Darüber hinaus darf die Zeit zwischen der mechanischen Erregung und der Messwertausgabe die harte Echtzeitbedingung nicht verletzen. Obwohl die schnellsten menschlichen Reflexe lediglich eine Latenzzeit von 20 – 30 ms aufweisen, werden als Entwicklungsziel für einen taktilen Sensor signifikant niedrigere Latenzzeiten als sinnvoll erachtet.

Übertragungsverhalten Das Übertragungsverhalten zwischen einer physikalischen Messgröße und der Ausgabe der sensorisch ermittelten Messwerte sollte nach Möglichkeit linear sein. Je nach Gewichtung der Prioritäten kann jedoch auch die gezielte Herbeiführung einer nichtlinearen Sensorkennlinie sinnvoll sein, um bspw. den dynamischen Messbereich zu erweitern.

Signalverarbeitung Je nach Anzahl und Messrate der sensorischen Elemente in taktilen Sensoren werden große Datenmengen erzeugt. In Kapitel 2.4 wurde bereits gezeigt, dass lediglich ein geringer Teil der taktilen Informationen vom Menschen bewusst wahrgenommen und verarbeitet wird. Deshalb ist es notwendig, die Datenmenge durch eine dezentrale Datenvorverarbeitung zu reduzieren. Die zentrale Datenverarbeitung der taktilen Informationen umfasst dadurch nur die als relevant eingestuften Kontaktereignisse.

3.2 Stand der Technik

In diesem Kapitel werden kommerziell verfügbare taktile Sensoren vorgestellt. Die verwendeten Informationen, die dieser Auflistung zugrunde liegen, basieren auf den Herstellerangaben und nicht auf unabhängigen und überprüfbaren Versuchsanordnungen. Daher ist die Auflistung als ergänzende Information zu betrachten. Darüber hinaus werden die vorgestellten kommerziellen Sensoren auf Grund der unsicheren Datenlage in den folgenden Kapiteln nicht zu Vergleichszwecken herangezogen.

Tekscan Das Unternehmen Tekscan Inc. bietet taktile Messsysteme unterschiedlicher Größe für verschiedene Anwendungsgebiete an. Die angebotenen Sensoren lassen sich in Messfühler unterteilen, die lediglich einen taktilen Messpunkt oder mehrere taktile Messpunkte in Matrixanordnung besitzen. Allgemein lassen sich die angebotenen Matrix-Sensoren als Messsysteme für die Erfassung von zweidimensionalen Druckverteilungen an Oberflächen beschreiben. Die räumliche Auflösung der Sensoren reicht dabei ca. von 20mm bis $0,625\text{mm}$. Die Messrate der Matrix Sensoren variiert zwischen 100Hz und 20kHz . [53]

Interlink Electronics Das Unternehmen Interlink Electronics Inc. bietet kraftsensistive Widerstände in unterschiedlichen Bauformen an. Der Widerstand der resistiven Sensorelemente sinkt mit zunehmendem Druck auf den sensitiven Bereich. Die Sensoren bieten lediglich die Möglichkeit, eine extrinsische Krafteinwirkung abzuschätzen, können jedoch nicht deren Druckverteilung auf dem Sensorelement bestimmen, da dieses lediglich aus einem taktilen Element besteht. [21]

Pressure Profile Systems Das Unternehmen Pressure Profile Systems Inc. bietet taktile Messsysteme zur Messung der Druckverteilung auf einer Oberfläche an. Die Sensoren basieren auf einem kapazitiven Messprinzip und erreichen Messraten von ca. 200Hz . Zum Auflösungsvermögen oder zu den Eigenschaften der flexiblen Sensoren können derzeit auf Grund der Informationslage keine Angaben gemacht werden. [38]

Peratech Das Unternehmen Peratech Ltd. ist im Bereich der Entwicklung von taktilen Sensoren, die auf dem Tunneleffekt basieren, tätig. Zum derzeitigen Zeitpunkt können keine Angaben über die Geschwindigkeit, das Auflösungsvermögen oder andere Vergleichsmerkmale von taktilen Sensoren gemacht werden. [36]

3.3 Stand der Forschung

In diesem Kapitel wird ein Überblick der Forschungsergebnisse im Bereich der Entwicklung von taktilen Sensoren erarbeitet. Um die Fortschritte auf dem Gebiet der taktilen Sensoren strukturiert wiedergeben zu können, werden diese nach ihren physikalischen Wirkprinzipien gegliedert. In Tabelle 3.3 werden die Vor- und Nachteile der Wirkprinzipien von taktilen Sensoren zusammengefasst: [11, S.296] [49, S.457]

Sensortyp	Vorteile	Nachteile
Resistiv	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Sensibilität • Geringe Kosten 	<ul style="list-style-type: none"> • Hoher Energiebedarf • Geringer SNR Wert
Piezoresistiv	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Sensibilität • Geringe Kosten • Niedriger Rauschpegel • Einfache elektronische Auswertung 	<ul style="list-style-type: none"> • Steif und fragil • Nichtlineare Sensorkennlinie • Hystereseverhalten • Temperaturempfindlich • Signaldrift
Tunnel-Effekt	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Sensibilität • Flexibel 	<ul style="list-style-type: none"> • Nichtlineare Sensorkennlinie
Kapazitiv	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Sensibilität • Geringe Kosten • Verfügbarkeit dedizierter Elektronik 	<ul style="list-style-type: none"> • Crosstalk • Hystereseverhalten • Komplexe elektronische Auswertung
Optisch	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe elektromagnetische Verträglichkeit • Flexibel • Hohe Sensibilität • Hohe Messrate 	<ul style="list-style-type: none"> • Großer Platzbedarf • Hoher Energiebedarf • Komplexe Signalauswertung • Schwierige Sensoranpassung
Ultraschallbasiert	<ul style="list-style-type: none"> • Gutes dynamisches Systemverhalten • Hohe Kraftauflösung 	<ul style="list-style-type: none"> • Schlechtes statisches Verhalten • Komplexe elektronische Auswertung • Temperaturempfindlich
Magnetisch	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Sensibilität • Hoher dynamischer Messbereich • Kein mechanisches Hystereseverhalten • Hohe Widerstandsfähigkeit 	<ul style="list-style-type: none"> • Schlechte EM-Verträglichkeit • Komplexe Signalauswertung • Großer Platzbedarf • Hoher Energiebedarf • Schwierige Sensoranpassung
Piezoelektrisch	<ul style="list-style-type: none"> • Gutes dynamisches Systemverhalten • Hohe Bandbreite 	<ul style="list-style-type: none"> • Fragile elektrische Kontaktierung • Temperaturempfindlich
Leitfähiges Elastomer	<ul style="list-style-type: none"> • Flexibel • Dehnbar • Hohe Sensibilität • Hohe Überlastungssicherheit 	<ul style="list-style-type: none"> • Hystereseverhalten • Nichtlineare Sensorkennlinie

Tabelle 3.1: Physikalische Wirkprinzipien von taktilen Sensoren und deren Vor- und Nachteile

3.3.1 Piezoelektrische taktile Sensoren

Piezoelektrische Materialien ändern ihre Ladungsverteilung unter Krafteinwirkung. Die Ladungsverschiebung im Kristallgitter führt zu einer messbaren Oberflächenspannung. Dieser Effekt ist umkehrbar und wird als inverser Piezoeffekt in Aktoren verwendet. [60, S.36 ff.]

Dargahi et al. präsentieren im „journal of microelectromechanical systems“ einen in Mikrofertigungstechnik hergestellten taktilen Sensor, der auf dem piezoelektrischen Materialverhalten von Polyvinylfluoriden basiert. Der Sensor besteht aus drei Schichten. Die oberste Schicht, die gleichzeitig als Kontaktfläche dient, besteht aus strukturiertem, mit exponierten Krafteinleitungspunkten versehenem Silikon. Die unterste Trägerschicht besteht aus einem Plexiglas-Substrat. Zwischen diesen beiden Schichten liegt eine kraftsensistive Schicht aus Polyvinylfluorid, die mit einer flächigen Elektrode an der Unterseite sowie vier streifenförmigen Elektroden an der Oberseite kontaktiert ist. Der Sensor wird im Bereich der minimalinvasiven Chirurgie eingesetzt, um die Kontaktkraft an der Kontaktfläche eines Greifinstruments zu messen. Abbildung 3.1a zeigt den Schichtenaufbau des beschriebenen Sensors. [12]

Yuji et al. demonstrieren im Jahr 2006 die Eignung von Polyvinylfluoridfilmen zur Messung der Temperatur und statischer Krafteinwirkungen. Der taktilen Sensor besteht aus drei flächigen Elektroden, zwischen denen eine Schicht aus Schaumstoff und eine Schicht aus Polyvinylfluorid eingebettet sind. Die Kontaktkraft wird über die Veränderung der Kapazität des mit Schaumstoff gefüllten Plattenkondensators gemessen. Das temperaturabhängige Dipolmoment des Polyvinylfluorids wird zur Messung der Temperatur eingesetzt. Abbildung 3.1b zeigt den Schichtenaufbau des beschriebenen Sensors: [65]

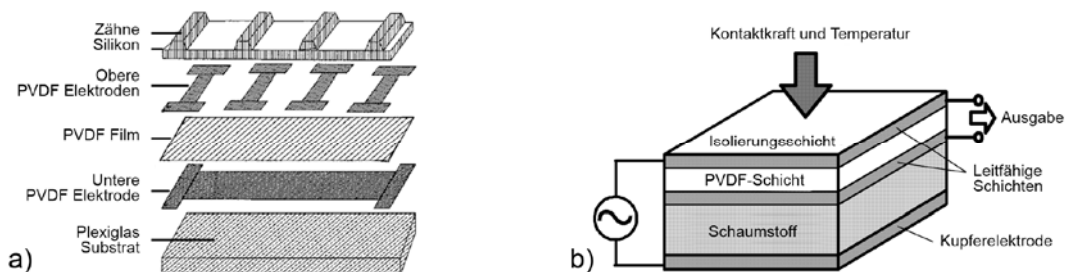


Abbildung 3.1: Piezoelektrische taktile Sensoren: a) taktiler Sensor für die minimalinvasive Chirurgie (Entnommen aus [60, S.330]); b) Multimodaler taktiler Sensor mit piezoelektrischem Material zur Temperaturmessung (Entnommen aus [65, S.739])

3.3.2 Piezoresistive taktile Sensoren

Durch eine äußere Krafteinwirkung auf einen Halbleiter wird die Bandstruktur im Energie-Bänder-Modell verändert und die Ladungsträgerverteilung anisotrop. Damit geht auch die Isotropie der Leitfähigkeit verloren, die nun von der Größe und Richtung der äußeren Krafteinwirkung abhängt. Diese anisotrope Leitfähigkeitsabhängigkeit von der mechanischen Spannung lässt sich als physikalische Grundlage für die Umwandlung einer extrinsischen Kraft zu einem elektrischen Signal nutzen. [60, S.42 ff.]

Hong et al. demonstrieren die Umsetzung eines hybriden resistiven taktilen Sensors. Der Sensor besteht aus mehreren parallelen resistiven Bahnen, die jeweils analog ausgelesen werden. Dadurch kann die Anzahl der Einzelmessungen, die zum Auslesen des Sensors benötigt werden, reduziert werden. Jedoch ist es nicht möglich, die Kontaktkraft zu messen, sondern lediglich die Kontakt-Position und -Form. [20]

Strohmayer et al. präsentieren auf der „International Conference on Intelligent Robots and Systems 2010“ einen taktilen Sensor, der aus einem piezoresistiven Thermoplast mit eingebetteten Elektroden besteht. Das räumliche Auflösungsvermögen des realisierten Prototypen beträgt $0,8\text{ mm}$. Die Elektroden verlaufen orthogonal und bilden an jedem Überlappungspunkt ein kraftsensitives Sensorelement. Die Matrixstruktur des Sensors ermöglicht es, eine große Anzahl von taktilen Sensorelementen mit einer geringen Anzahl von Elektroden auszulesen. Ein Sensor, der aus $n \cdot m$ taktilen Elementen besteht, benötigt n Zeilen- und m Spaltenelektroden. Die hohe räumliche Auflösung des taktilen Sensors und die auf neuronalen Netzen basierende Datenverarbeitung ermöglichen es, unterschiedliche kleine Objekte in verschiedenen Kontaktszenarios zu identifizieren. [50]

3.3.3 Resistive taktile Flächensensoren

Resistive taktile Flächensensoren nutzen zur Detektion von extrinsischen Kräften das selbe Prinzip, das auch resistiven berührungsempfindlichen Bildschirmen zugrunde liegt. Zwei leitfähige Folien, die durch eine isolierende und strukturierte Zwischenschicht getrennt sind, werden durch eine äußere Kraft am Krafteinleitungspunkt leitfähig verbunden. Die Folien sind jeweils an zwei gegenüberliegenden Kanten kontaktiert und zueinander im 90° Winkel angeordnet. Die Messung der Position eines Punktkontaktes erfolgt durch die alternierende Auswertung der Folien. Dazu wird abwechselnd an einer Folie ein Potentialgradient erzeugt und die Spannung am Kontaktpunkt über die andere Folie gemessen. Auf diese Art lassen sich hohe räumliche Auflösungen erzielen. Jedoch ist lediglich die Detektion von einem Punktkontakt möglich. [11, S.292]

3.3.4 Auf leitfähigen Polymeren basierende taktile Sensoren

Leitfähige Polymere sind Kompositmaterialien, die aus leitfähigen Füllpartikeln und einem nicht-leitenden Trägermaterial bestehen. Die Füllstoffe sind in der Polymermatrix eingebettet und erzeugen bei ausreichender Perkulationsdichte leitfähige Pfade. Der notwendige Volumenanteil der Füllmaterialien beträgt für sphärische Partikel ca. 16%. Faserartige Füllmaterialien können zu Perkulationsgrenzen führen, die zwei Größenordnungen niedriger sind als die Perkulationsgrenze sphärischer Füllmaterialien. [41, S.7934]

Tajima et al. demonstrieren einen taktilen Sensor, der extrinsische Kräfte mit 128 Schaltelementen detektieren kann. Der Messfühler besteht aus einer flexiblen Leiterplatte, die von einem leitfähigen Elastomer bedeckt ist und aus mehreren Elektroden-schichten besteht. Unter Druck verformt sich das Elastomer und stellt in Abhängigkeit von der Größe der Krafteinwirkung einen elektrischen Kontakt mit den Elektroden in der ersten Schicht oder in der ersten und zweiten Schicht her. Der Sensor besteht insgesamt aus 64 taktilen Punkten, die jeweils drei Zustände einer äußeren Krafteinwirkung auflösen können. [51]

3.3.5 Kapazitive taktile Sensoren

Taktile Sensoren, deren mechanorezeptorische Sensorelemente kapazitiv arbeiten, bestehen aus kleinen Kondensatoren, deren Geometrie kraftabhängig beeinflusst werden kann. Hierdurch wird die Kapazität der sensorischen Elemente verändert und ein Zusammenhang zwischen der extrinsischen Kraft und einer elektrisch messbaren Größe erzeugt. [41, S.7933]

3.3.6 Auf dem Tunneleffekt basierende taktile Sensoren

Der Tunneleffekt wird von der Theorie der Quantenmechanik vorhergesagt und beschreibt das Durchtunneln von Elektronen durch eine Potentialbarriere. Obwohl die Elektronen nicht die notwendige Energie besitzen, um die Potentialbarriere zu überwinden, besteht eine endliche Wahrscheinlichkeit, dass sie ihren Aufenthaltsort auf die andere Seite der Potentialbarriere wechseln. In taktilen Sensoren wird dieser physikalische Effekt angewendet, um die Leitfähigkeit eines gefüllten Trägermaterials kraftabhängig zu beeinflussen. Die Breite der Potentialbarriere nimmt mit zunehmendem äußeren Druck und damit höherer Dichte der leitfähigen Füllstoffe ab. [9, S.331]

3.3.7 Optische taktile Sensoren

Optische taktile Sensoren nutzen die Reflektion von Lichtwellen an der Grenzfläche zwischen zwei Medien mit unterschiedlichen Brechungsindizes. Ohne äußeren Kontakt führt der hohe Gradient der Brechungsindizes zur Totalreflexion der Lichtwellen, die seitlich in eine transparente Membran eingeleitet werden. Durch die Berührung der Kontaktfläche kann der Gradient der Brechungsindizes je nach Kontaktmaterial verringert werden. Die Lichtwellen treten aus der Membran aus und werden am Kontaktobjekt gestreut. Die gestreuten Photonen können durch einen Bildsensor, der sich unterhalb der Membran befindet, detektiert werden. [11, S.294]

Neben den optischen taktilen Sensoren, die auf der Streuung von Photonen an Kontaktflächen basieren, existieren optische taktile Sensoren, die aus einer transparenten Membran mit eingebetteten optischen Markern bestehen. Extrinsische Krafteinwirkungen führen zu einer Deformation der Trägermembran und damit zu einer Verschiebung der eingebetteten optischen Marker. Aus der Verschiebung der optischen Marker, die mit einem Bildsensor erfasst wird, kann die Position und Stärke einer extrinsischen Krafteinwirkung berechnet werden. [40]

3.3.8 Auf der magnetischen Flussdichte basierende taktile Sensoren

In taktilen Sensoren, die auf der kraftabhängigen Änderung der magnetischen Flussdichte basieren, werden kleine Permanentmagnete eingesetzt. Die Position und Orientierung der Magnete ändert sich je nach Krafteinleitungspunkt und Stärke der Krafteinleitung. Die daraus resultierende Flussdichtenänderung kann über den Hall-Effekt oder über magneto-resistive Sensorelemente gemessen werden. [11, S.294]

3.3.9 Multimodale taktile Sensoren

Mittendorfer et al. demonstrieren die multimodale Integration mehrerer sensorischer Funktionen in ein Sensormodul, das bspw. an der Oberfläche eines Roboters befestigt werden kann. In den Sensor sind Beschleunigungssensoren zur Detektion von Vibrationen sowie zur Rekonstruktion von Oberflächen integriert. Des Weiteren verfügt er über eine messtechnische Einrichtung zur Ermittlung der absoluten Temperatur sowie zur Messung von Wärmeströmen. Die Messung von Krafteinwirkungen auf der Moduloberfläche ist nicht möglich. Aus diesem Grund kommen anstelle mechanorezeptorischer Sensorelemente je Modul vier Abstandssensoren zum Einsatz. Die Einstufung in den Bereich der taktilen Sensoren ist, bedingt durch die fehlende Detektion von Krafteinwirkungen auf der Oberfläche des Sensormoduls, als kritisch anzusehen. Die Module bestehen aus starren Leiterplatten, die in einer hexagonalen Struktur angeordnet werden können. Abbildung 3.2 zeigt die Vorder- und Rückseite des multimodalen Sensormoduls: [32]

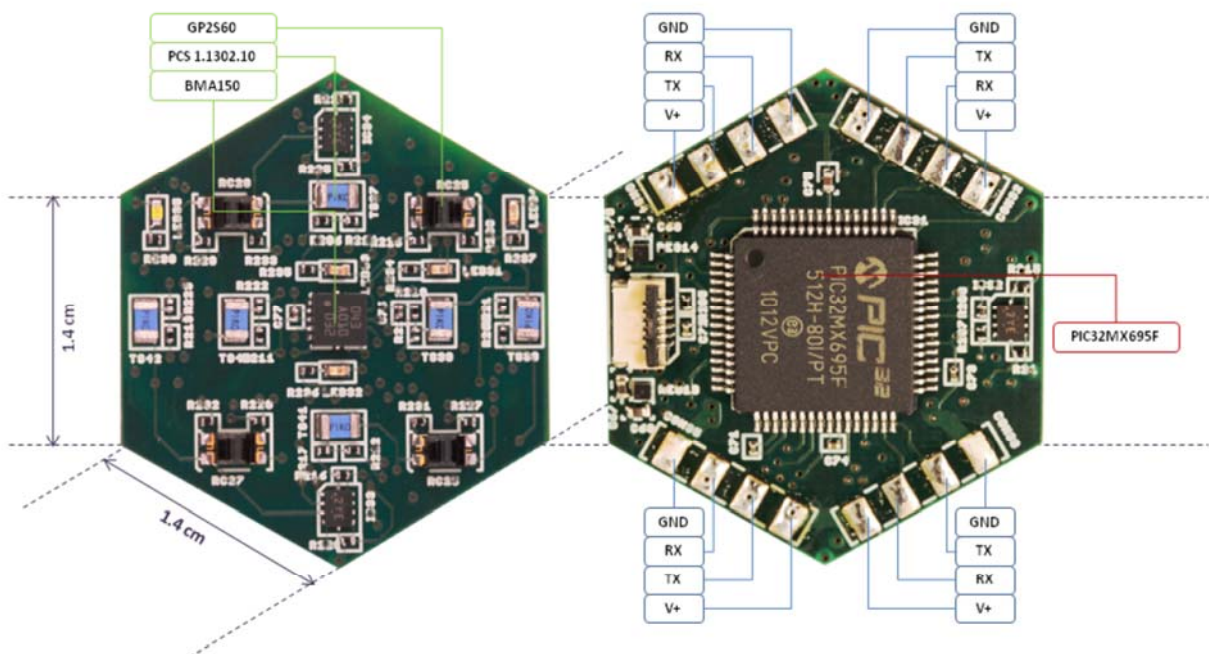


Abbildung 3.2: Multimodales Sensormodul in hexagonaler Form (Entnommen aus [32, S.403])

4 Modellierung und Simulation der Eigenschaften des taktilen Messfühlers

In diesem Abschnitt wird das mechanische und elektrische Verhalten des vorliegenden Messfühlers näher untersucht. Im Rahmen der Beschreibung der Messfühlereigenschaften werden Modellannahmen getroffen, mit deren Hilfe das statische Systemverhalten des Messfühlers hinreichend genau beschrieben werden kann. Um das statische Verhalten des Messfühlers beschreiben zu können, müssen im Anschluss an die Modellbildung die spezifischen Material- und Strukturparameter in Messreihen ermittelt werden.

4.1 Beschreibung der sensorischen Elemente des taktilen Messfühlers auf Silikonbasis

Die sensorischen Elemente des Messfühlers sind in einer Matrix-Struktur angeordnet. Jedes dieser Elemente besteht aus einem Kreuzungspunkt von zwei orthogonal verlaufenden, leitfähigen Silikonbahnen mit dreieckförmigem Querschnitt. Unter Belastung treten die Silikonbahnen in direkten Kontakt und bilden in Abhängigkeit von der extrinsischen Kraft eine Kontaktfläche aus. In Abbildung 4.1 sind die orthogonal verlaufenden Silikonbahnen schematisch dargestellt:

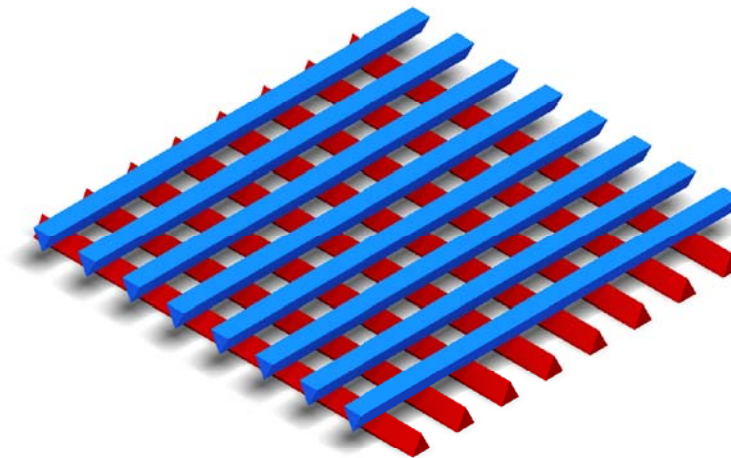


Abbildung 4.1: Schematische Darstellung der orthogonal verlaufenden Silikonbahnen: Jeder Kreuzungspunkt der Silikonbahnen bildet ein kraftsensitives Sensorelement.

Der Messfühler wird an den Enden der leitfähigen Silikonbahnen kontaktiert. Die diskrete Trennung der leitfähigen Silikonbahnen ermöglicht es, alle kraftsensitiven Sensorelemente sequentiell anzusteuern und auszulesen. Dadurch können mehrere Krafteinleitungspunkte sowie die Stärke der jeweiligen extrinsischen Kraft gemessen werden. Bedingt durch den strukturellen Aufbau des Messfühlers fließen Querströme zwischen den einzelnen sensorischen Elementen. Diese Beeinflussung der Messwerte durch den Zustand der umliegenden sensorischen Elemente lässt sich nicht vermeiden, jedoch reduzieren (siehe Kapitel 5.4.1).

4.2 Beschreibung der mechanischen Eigenschaften des taktilen Messfühlers

Um eine Kraft-Weg-Kennlinie des vorliegenden Messfühlers zu ermitteln, wurde der Sensor einem Druckversuch unterzogen. Die verwendete Prüfvorschrift sieht 20 kraftgeregelte Messzyklen mit einer zeitlichen Kraftzunahme von $1 \frac{\text{N}}{\text{s}}$ vor. Bedingt durch die langsame Erhöhung der Prüfkraft werden dynamische Effekte minimiert und eine, für das statische Sensorverhalten repräsentative Kennlinie erzielt. Die Kraft F_{\perp} wirkt in der beschriebenen Prüfanordnung senkrecht zur Sensoroberfläche und gleichmäßig über alle 64 Taxel verteilt. [5, S.13 ff.]

Der gemessene Weg beschreibt die Differenz zwischen der unbelasteten Ausgangsposition und der kraftabhängigen Position der Krafteinleitungspunkte in Normalrichtung zur Sensoroberfläche. Nach abgeschlossener Vorkonditionierung konnte durch Mittelung der Messwerte über 20 Messzyklen die in Abbildung 4.2 dargestellte Messkurve (rot dargestellt) aufgezeichnet werden:

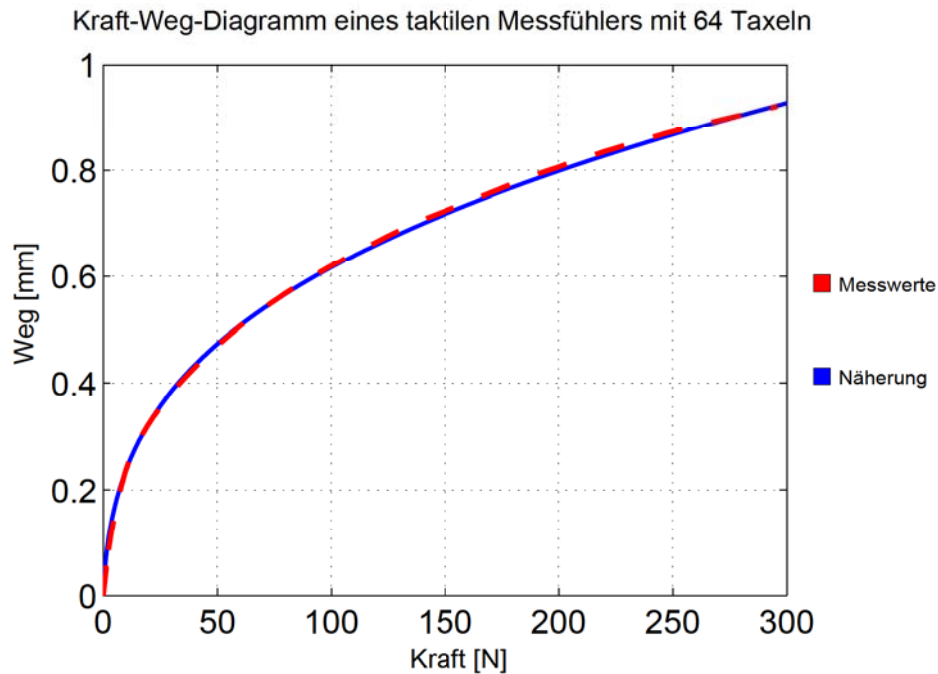


Abbildung 4.2: Kraft-Weg-Diagramm eines taktilen Messfühlers aus Silikon mit 64 Taxeln

Die Näherungsfunktion (in Abbildung 4.2 blau dargestellt) der Kraft-Weg-Kennlinie, die numerisch nach der Methode der Minimierung des quadratischen Abstands berechnet wurde, wird in Gleichung 4.1 beschrieben:

$$W(F_{\perp}) = \left(\frac{F_{\perp} + 0,626910294}{225} \right)^{0,267} + 0,000185 \cdot (F_{\perp} + 0,626910294) - 0,208 \quad (4.1)$$

Der statische Zusammenhang zwischen einer extrinsischen Kraft und der lokalen Deformation eines Taxels ergibt sich, in dem die Kraft F_{\perp} aus Gleichung 4.1 auf einen Taxel normiert wird.

4.3 Modellierung des elektrischen Sensorverhaltens

Die Entwicklung einer elektronischen Schaltung zur Auswertung von taktilen Sensoren auf Silikonbasis erfordert die genaue Kenntnis der elektrischen Charakteristik des vorliegenden Messfühlers. Um diese zu ermitteln, werden in den folgenden Kapiteln Modellannahmen getroffen, mit denen das elektro-mechanische Systemverhalten des Messfühlers beschrieben werden kann.

4.3.1 Modellierung des Kontaktwiderstands orthogonal verlaufender, leitfähiger Silikonbahnen

Ein taktiler Messpunkt besteht aus zwei orthogonal verlaufenden, leitfähigen Silikonbahnen. Der vertikale Abstand Δz der Silikonbahnen variiert in Abhängigkeit der äußeren Krafteinwirkung. Die Leiterbahnen haben die Form eines Prismas mit einem gleichschenkligen Dreieck als Grundfläche und werden durch dessen Breite b_p und Höhe h_p ausreichend beschrieben. Abbildung 4.3 zeigt schematisch einen Kreuzungspunkt der leitfähigen Silikonbahnen im Messfühler. Im unteren Abbildungsbereich wurde darüber hinaus eine exemplarische Kontaktfläche unter Belastung angedeutet und der Koordinatenursprung für die folgenden Berechnungen eingezeichnet:

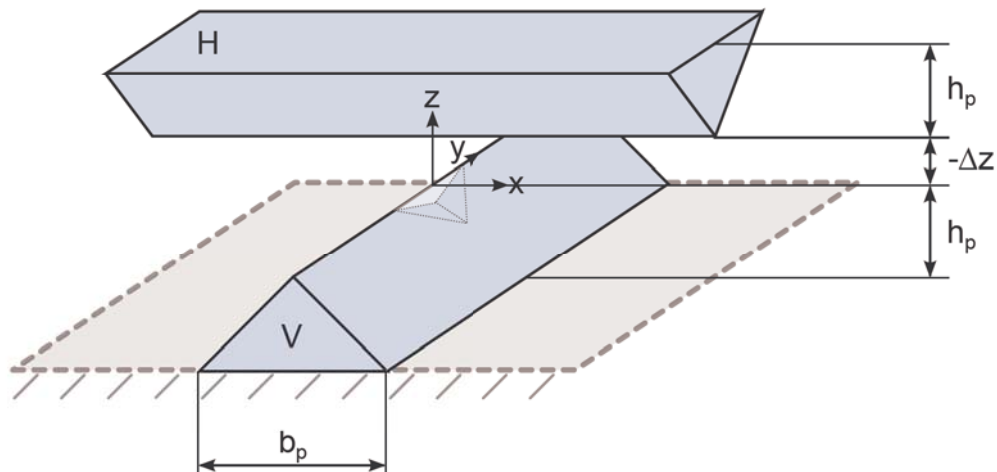


Abbildung 4.3: Das Modell eines Taxels besteht aus zwei orthogonal verlaufenden, leitfähigen Silikonbahnen. Unter Belastung treten die Silikonbahnen in direkten Kontakt und bilden eine Kontaktfläche aus.

4.3.1.1 Numerische Berechnung der Kontaktfläche

Unter Belastung berühren sich die leitfähigen Silikonbahnen und bilden eine Kontaktfläche aus. Diese Kontaktfläche ist abhängig vom vertikalen Abstand Δz sowie der Querschnittsform der Silikonbahnen. Für die Berechnung der Form und Größe der Kontaktfläche wurden numerische Berechnungsverfahren eingesetzt. Abbildung 4.4 zeigt die Form und Größe der Kontaktfläche unter zunehmender lokaler Deformation des Messfühlers. Für diese exemplarische Berechnung wurde eine Breite $b_p = 1 \text{ mm}$ und eine Höhe $h_p = 1 \text{ mm}$ zugrunde gelegt:

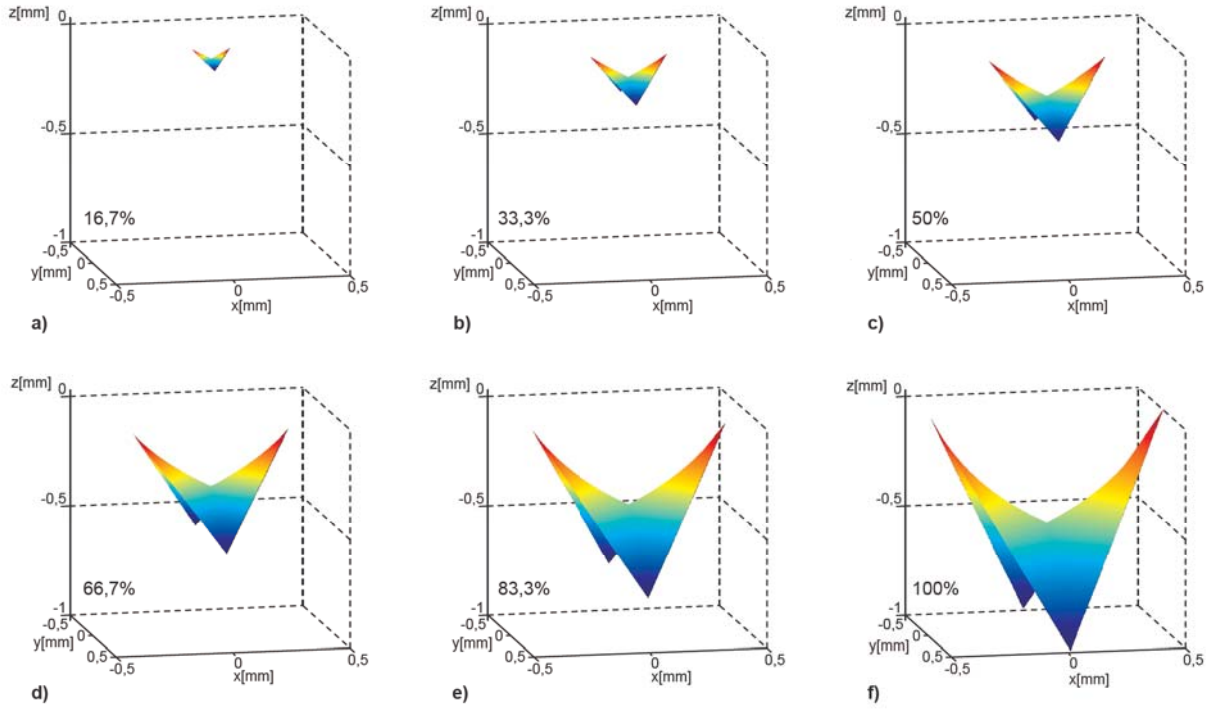


Abbildung 4.4: Darstellung der Form und Größe einer Kontaktfläche zwischen zwei leitfähigen Silikonbahnen mit dreiecksförmigem Querschnitt. Verhältnis zwischen Eindringtiefe $|\Delta z|$ und Bahnhöhe h_p : a) 16,7%, b) 33,3%, c) 50%, d) 66,7%, e) 83,3%, f) 100%

Die numerische Berechnung der Kontaktfläche erfolgt unter der Annahme, dass extrinsische und intrinsische Kräfte nur in Normalrichtung zur Sensoroberfläche auftreten. Die Höhe der Oberflächenpunkte in z -Richtung lässt sich bezogen auf die obere bzw. untere Deckfläche der leitfähigen Silikonbahnen gemäß Gleichung 4.2 bestimmen:

$$H_V(x, h_p, b_p) = h_p - |x| \cdot \frac{2h_p}{b_p} \quad \forall |x| \leq \frac{b}{2} \quad (4.2a)$$

$$H_H(y, h_p, b_p) = h_p - |y| \cdot \frac{2h_p}{b_p} \quad \forall |y| \leq \frac{b}{2} \quad (4.2b)$$

Die absolute Position der Oberflächenpunkte der oberen und unteren leitfähigen Silikonbahn in z -Richtung lässt sich gemäß Gleichung 4.3 bestimmen:

$$P_V(x, h_p, b_p) = H_V - h_p = -|x| \cdot \frac{2h_p}{b_p} \quad \forall |x| \leq \frac{b}{2} \quad (4.3a)$$

$$P_H(y, \Delta z, h_p, b_p) = -\Delta z + h_p - H_H = -\Delta z + |y| \cdot \frac{2h_p}{b_p} \quad \forall |y| \leq \frac{b}{2} \quad (4.3b)$$

Oberflächenpunkte der leitfähigen Silikonbahnen, die die Kontaktbedingung aus Gleichung 4.4 erfüllen, stehen in direktem Kontakt. Diese Punkte stellen gleichzeitig die Definitionsmenge für die Oberflächenberechnung dar:

$$P_V(x, h_p, b_p) \geq P_H(y, \Delta z, h_p, b_p) \quad (4.4)$$

Zur Berechnung der Kontaktfläche wird angenommen, dass sich die leitfähigen Silikonbahnen in Zylinder mit infinitesimal kleinem Radius und der Höhe gemäß Gleichung 4.2 unterteilen lassen. Stehen diese Zylinder in direktem Kontakt und werden belastet, so teilt sich die Verformung gemäß den Verformungsfaktoren F_V und F_H aus Gleichung 4.5 auf den oberen und unteren Zylinder auf: [3, S.107]

$$F_V(x, y, b_p) = \frac{H_H}{H_V + H_H} = \frac{1 - |y| \frac{2}{b_p}}{2 - (|x| + |y|) \frac{2}{b_p}} \quad \forall |x|, |y| \leq \frac{b}{2} \quad (4.5a)$$

$$F_H(x, y, b_p) = \frac{H_V}{H_V + H_H} = \frac{1 - |x| \frac{2}{b_p}}{2 - (|x| + |y|) \frac{2}{b_p}} \quad \forall |x|, |y| \leq \frac{b}{2} \quad (4.5b)$$

Die Höhe eines Punktes auf der Kontaktoberfläche ergibt sich schließlich aus Gleichung 4.6:

$$\begin{aligned} P_K(x, y, \Delta z, h_p, b_p) &= P_V \cdot F_V + P_H \cdot F_H = \\ &= -|x| \cdot \frac{2h_p}{b_p} \cdot \frac{1 - |y| \frac{2}{b_p}}{2 - (|x| + |y|) \frac{2}{b_p}} + \left(-\Delta z + |y| \cdot \frac{2h_p}{b_p} \right) \cdot \frac{1 - |x| \frac{2}{b_p}}{2 - (|x| + |y|) \frac{2}{b_p}} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Die Kontaktfläche kann in Abhängigkeit der Parameter Δz , b_p und h_p durch ein Oberflächenintegral berechnet werden. Die gesuchte Oberfläche wird dabei von allen Punkten aufgespannt, die die Kontaktbedingung 4.4 erfüllen. Die Berechnung dieses Oberflächenintegrals wird numerisch durchgeführt. Um dennoch einen analytischen Zusammenhang zwischen der Eindringtiefe Δz und der Kontaktoberfläche $A_{Kontakt}$ herstellen zu können, wird eine Funktion (siehe Gleichung 4.7) an den numerisch berechneten Graphen angenähert. Die analytische Berechnung basiert auf den ermittelten Messfühler-Kennwerten $b_p = 1 \text{ mm}$ und $h_p = 1 \text{ mm}$. Abbildung 4.5 zeigt den numerisch berechneten (rot dargestellt) sowie den angenäherten (blau dargestellt) Kontaktflächenverlauf $A_{Kontakt}(\Delta z)$ in Abhängigkeit der Eindringtiefe Δz :

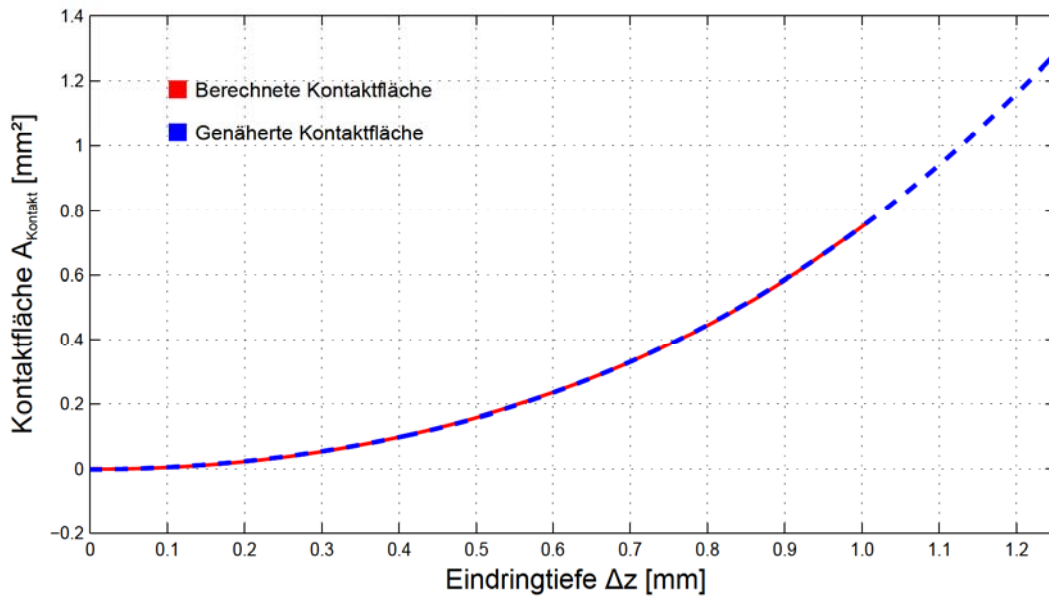


Abbildung 4.5: Darstellung des funktionalen Zusammenhangs zwischen der Eindringtiefe Δz und der Kontaktfläche $A_{Kontakt}$

Der numerisch berechnete Kontaktflächenverlauf $A_{Kon_num}(\Delta z)$ für $b_p = 1 \text{ mm}$ und $h_p = 1 \text{ mm}$ wird durch die Näherungsfunktion 4.7 beschrieben: [19, S.352 ff.]

$$A_{Kontakt}(\Delta z) = 0,3108 \cdot (\Delta z)^3 \cdot \frac{1}{\text{mm}} + 0,39716 \cdot (\Delta z)^2 + 0,04514 \cdot \Delta z \cdot \text{mm} \quad (4.7)$$

4.3.1.2 Berechnung des Kontaktwiderstands zweier resistiver Silikonbahnen

Werden zwei gefüllte, leitfähige Polymere in Kontakt gebracht, so entsteht an der Kontaktfläche ein elektrischer Kontaktwiderstand. In Kapitel 2.3.2 wurden bereits die physikalischen Effekte erläutert, die zur Leitfähigkeit gefüllter Polymere führen. Um eine leitende Verbindung zwischen zwei gefüllten Polymerobjekten zu erzielen, muss mindestens ein durchgängiger, leitfähiger Kanal in und zwischen ihnen bestehen. Ausgehend von der Annahme, dass die Füllstoffe an der Oberfläche des Polymers gleichverteilt sind, hängt der Kontaktwiderstand im Wesentlichen von der Kontaktoberfläche $A_{Kontakt}$ zwischen den Polymeren ab. Die Wahrscheinlichkeit, durchgängige leitfähige Pfade durch einen Kontakt zu erzeugen, steigt proportional zur Fläche. [15, S.1341]

Für die Berechnung des Kontaktwiderstands zwischen den leitfähigen Silikonbahnen kann somit ein flächenspezifischer Kontaktwiderstand $\rho_A [\Omega \text{ mm}^2]$ eingeführt werden. Die Berechnung des Kontaktwiderstands R_T erfolgt gemäß Gleichung 4.8. Der angegebene flächenspezifische Kontaktwiderstand ρ_A ist als empirisch ermittelte Größe zu interpretieren. Für die exakte Angabe des flächenspezifischen Kontaktwiderstands ρ_A müssen weitere Messreihen durchgeführt werden.

$$R_T = \frac{\rho_A}{A_{Kontakt}} \approx \frac{10 \cdot 10^3 \Omega \text{ mm}^2}{A_{Kontakt}} \quad (4.8)$$

4.3.2 Ermittlung der spezifischen Leitfähigkeit gefüllter Silikone

Für die Modellierung des elektrischen Sensorverhaltens ist es notwendig, die spezifische Leitfähigkeit der gefüllten Silikonbahnen zu ermitteln. Die Leitfähigkeit einer gefüllten Silikonbahn hängt vom Volumenanteil, der Leitfähigkeit und der Form der leitfähigen Füllstoffe, dem Leitungsquerschnitt sowie der Leitungslänge ab. Die Messung der spezifischen Leitfähigkeit der verwendeten gefüllten Silikone wurde in Anlehnung an DIN EN ISO 3915 durchgeführt. Abbildung 4.6 zeigt den Messaufbau, der zur Ermittlung der spezifischen Leitfähigkeit verwendet wurde: [13]

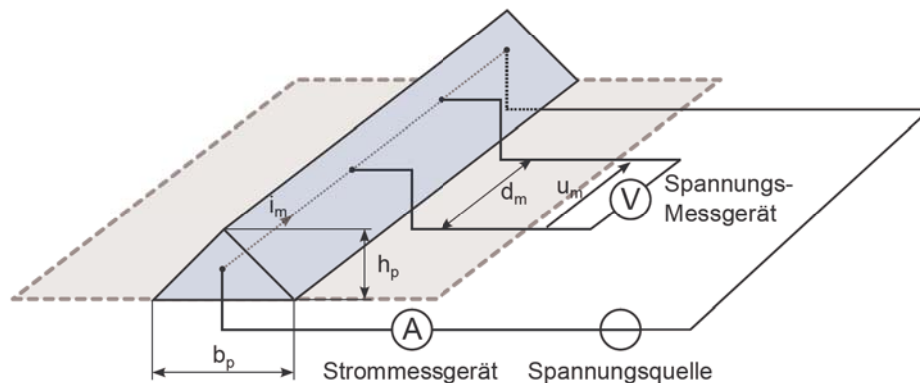


Abbildung 4.6: Messaufbau zur Ermittlung der spezifischen Leitfähigkeit resistiver Silikonbahnen

Der Messaufbau besteht aus einer Spannungsquelle, einem Strommessgerät sowie einem Spannungsmessgerät. Das Spannungsmessgerät hat im verwendeten Messbereich einen Innenwiderstand $R_i \approx 10 \cdot 10^6 \Omega$. Die leitfähige Silikonbahn ist an den beiden Enden in einem Abstand von ca. 10 cm kontaktiert und mit dem Strommessgerät sowie der Spannungsquelle verbunden. Das Spannungsmessgerät ist mittig mit Elektroden auf der Oberfläche der leitfähigen Silikonbahn verbunden.

Die Spannungsquelle führt zu einem Potentialunterschied und damit zu einem Stromfluss i_m zwischen den kontaktierten Enden der leitfähigen Silikonbahn. Dieser Stromfluss i_m wird mit dem Strommessgerät gemessen. Für die Messung wird angenommen, dass die Stromdichte über dem Querschnitt der leitfähigen Silikonbahn konstant ist. Weiterhin wird der Spannungsabfall u_m über die mittigen Elektroden sowie deren Abstand gemessen. In Tabelle 4.3.2 sind die Messergebnisse von acht unterschiedlichen Silikonbahnen mit unterschiedlichen Abständen d_m der Spannungselektroden eingetragen. Alle in der Messreihe verwendeten Silikonbahnen besitzen die Querschnittsfläche $A_q = 1 \text{ mm}^2$.

Testobjekt	d_m [mm]	10	20	30	40	50
1	i_m [mA]	1,68	1,71	1,82	1,68	1,67
	u_m [V]	4,61	10,0	14,9	19,6	24,2
2	i_m [mA]	1,82	1,81	1,71	1,70	1,64
	u_m [V]	4,43	9,45	15,5	20,3	24,6
3	i_m [mA]	1,73	1,85	1,84	1,73	1,72
	u_m [V]	4,40	10,1	14,8	19,4	24,6
4	i_m [mA]	1,78	1,74	1,77	1,84	1,64
	u_m [V]	5,22	9,94	15,0	20,2	24,4
5	i_m [mA]	1,78	1,73	1,67	1,73	1,82
	u_m [V]	4,83	9,75	14,7	19,2	24,1
6	i_m [mA]	1,76	1,75	1,74	1,68	1,85
	u_m [V]	4,78	10,0	14,4	19,5	24,9
7	i_m [mA]	1,80	1,82	1,83	1,77	1,74
	u_m [V]	4,56	10,2	14,3	19,3	25,0
8	i_m [mA]	1,79	1,78	1,67	1,79	1,68
	u_m [V]	4,58	9,89	14,4	20,2	24,5

Tabelle 4.1: Messreihe zur Ermittlung der spezifischen Leitfähigkeit von gefüllten Silikonbahnen

Für jedes Messwerttupel (bestehend aus gemessenem Strom i_m , gemessener Spannung u_m und Elektrodenabstand d_m) wird der spezifische Widerstand berechnet. Durch die Bildung des Mittelwerts über alle berechneten spezifischen Widerstände wird der gemittelte spezifische Widerstand $\bar{\rho}$ ermittelt:

$$\bar{\rho} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \frac{u_{mj}}{i_{mj}} \cdot \frac{A_{qj}}{d_{mj}} = 279 \cdot 10^3 \Omega \frac{\text{mm}^2}{\text{m}} \quad (4.9)$$

In Gleichung 4.10 ist der Zusammenhang zwischen der spezifischen Leitfähigkeit $\bar{\sigma}$ und dem spezifischen Widerstand $\bar{\rho}$ angegeben. Die gemittelte spezifische Leitfähigkeit der Silikonbahnen beträgt: [39, S.264]

$$\bar{\sigma} = \frac{1}{\bar{\rho}} = 3,59 \frac{S}{m} \quad (4.10)$$

Neben der Füllstoffkonzentration ist die spezifische Leitfähigkeit insbesondere von der Verteilung der Füllstoffe abhängig. Bedingt durch den Herstellungsprozess kann nicht von einer homogenen Füllstoffverteilung in den leitfähigen Polymeren ausgegangen werden. Deshalb kann die lokale Leitfähigkeit mitunter stark von der ermittelten Leitfähigkeit aus Gleichung 4.10 abweichen.

4.3.3 Modellierung der resistiven Eigenschaften des Messfühlers

Der vorliegende Messfühler besteht aus orthogonal verlaufenden, resistiven Silikonbahnen. In Kapitel 4.3.2 wurde der spezifische Widerstand der Bahnen ermittelt. In Kapitel 4.3.1.2 wurde der Kontaktwiderstand zwischen den leitfähigen Silikonbahnen modelliert. Anhand des spezifischen Widerstands und des flächenspezifischen Kontaktwiderstands lässt sich das elektrische Verhalten des Messfühlers durch ein dreidimensionales Widerstandsnetzwerk beschreiben. Abbildung 4.7 zeigt einen Ausschnitt (jeweils vier von insgesamt acht horizontalen und vertikalen resistiven Silikonbahnen) des Widerstandsnetzwerks:

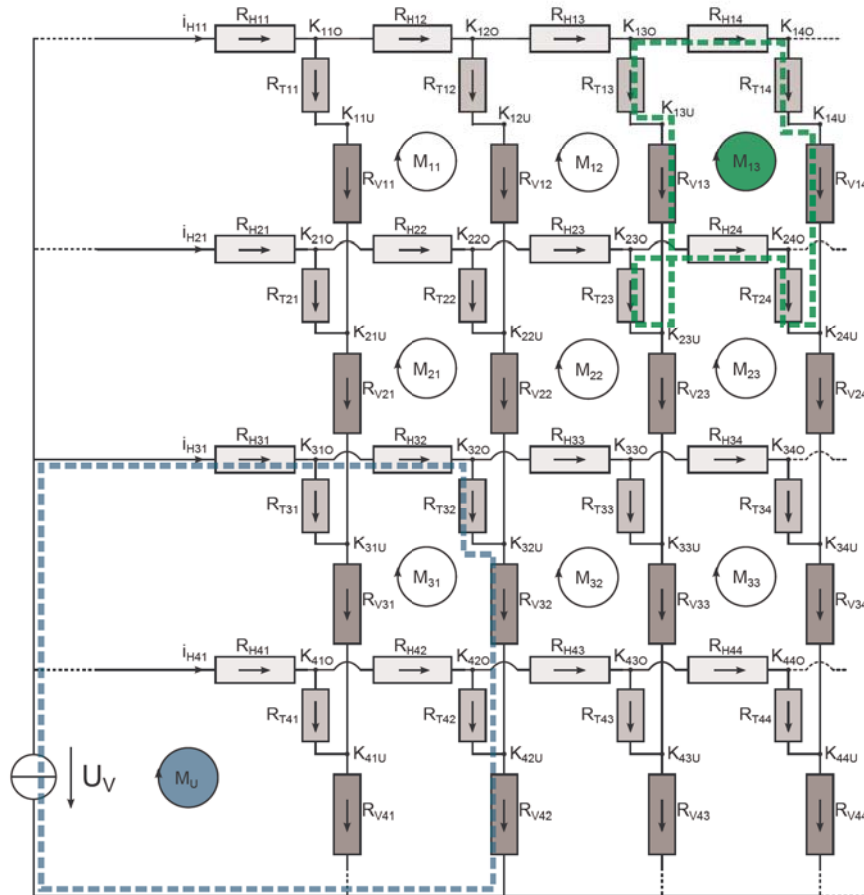


Abbildung 4.7: Modellierung des elektrischen Messfühlerverhaltens als dreidimensionales Widerstandsnetzwerk

In Abbildung 4.7 sind die horizontalen Widerstände R_{Hij} , die vertikalen Widerstände R_{Vij} sowie die taktilen Kontaktwiderstände R_{Tij} eingezeichnet. Abweichend von gängigen Konventionen ist die rechnerische Richtung der Ströme mit Pfeilen in die Widerstandssymbole eingezeichnet. Die Ströme werden jeweils mit den Indizes der Widerstände, durch die sie fließen, bezeichnet. Der Strom durch den horizontalen Widerstand R_{H32} wird bspw. als i_{H32} bezeichnet. Darüber hinaus sind alle Knotenpunkte K_{ijO} und K_{ijU} des resistiven Netzwerks eingezeichnet und benannt.

Das Netzwerk besteht aus k Knoten, z Zweigen und m Maschen. Um das resistive Netzwerk zu analysieren, werden lineare Gleichungen aufgestellt. Es lassen sich z Spannungs-Strom-Beziehungen über das Ohmsche-Gesetz $R = u/i$ aufstellen. Es gibt $k - 1$ unabhängige Knotengleichungen und $z - (k - 1)$ unabhängige Maschengleichungen. Somit ergeben sich insgesamt $z + (k - 1) + (z - (k - 1))$ bzw. $2z$ Gleichungen. [35, S.247]

Die Anzahl der Knoten k und Zweige z für das oben abgebildete resistive Netzwerk lassen sich in Abhängigkeit der Anzahl der vertikalen resistiven Silikonbahnen n und der horizontalen resistiven Silikonbahnen m gemäß Gleichung 4.11 bestimmen:

$$k = 2(n \cdot m) + 2 \quad (4.11a)$$

$$z = m((3 \cdot n) - 1) - (n - 1) + 2 \quad (4.11b)$$

Insgesamt ergeben sich somit $2 \cdot (m((3 \cdot n) - 1) - (n - 1) + 2)$ Gleichungen. Für einen Sensor mit 8 horizontalen und 8 vertikalen resistiven Silikonbahnen lassen sich $2z = 358$ Gleichungen aufstellen. Um diese große Anzahl von Gleichungen systematisch aufstellen zu können, werden im folgenden Abschnitt allgemeine Regeln für das Aufstellen der Gleichungen erarbeitet. Es wird nach dem Verfahren der Maschenstromanalyse vorgegangen. Dazu wird jeder Masche M_{ij} ein Maschenstrom I_{Mij} zugeordnet. [35, S.248]

Die Maschengleichungen unterteilen sich in zwei Arten. In Abbildung 4.7 ist für beide Arten jeweils eine Masche skizziert. Im resistiven Netzwerkmodell kommt zwischen 4 taktilen Punkten jeweils ein Schleifenumlauf vor (Masche 1. Art). Der Sensor wird über einen horizontalen und einen vertikalen Anschluss mit einer Spannungsquelle verbunden. Aus dieser äußeren Beschaltung ergibt sich eine weitere Masche, die mit M_U bezeichnet wird (Masche 2. Art).

Im ersten Schritt werden die Maschenströme mit Hilfe der Maschenstromanalyse berechnet. Dazu muss eine Maschenimpedanzmatrix \underline{M}_R , ein Maschenstromvektor \vec{I}_M sowie ein Spannungsquellenvektor \vec{U}_S aufgestellt werden. Das auf diese Weise aufgestellte Gleichungssystem (siehe Gleichung 4.12) enthält $((n - 1) \cdot (m - 1)) + 1$ linear unabhängige Gleichungen: [35, S.250 ff.]

$$\underline{M}_R \cdot \vec{I}_M = \vec{U}_S \quad (4.12)$$

Der Maschenstromvektor \vec{I}_M für einen Messfühler mit acht vertikalen und acht horizontalen Bahnen ist in Gleichung 4.13 gegeben:

$$\vec{I}_M = (I_{M11} \cdots I_{M17} I_{M21} \cdots I_{M27} \cdots I_{M71} \cdots I_{M77} I_{MU})^T \quad (4.13)$$

Der Spannungsquellenvektor \vec{U}_S enthält lediglich die Spannungsquelle U_V als letzten Eintrag mit negativem Vorzeichen, da die Spannungsquelle in Abbildung 4.7 entgegengesetzt zum Maschenumlaufsinne eingezeichnet ist: [35, S.250 ff.]

$$\vec{U}_S = (0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0 \ -U_V)^T \quad (4.14)$$

Aufstellen der Maschenimpedanzmatrix Um das Aufstellen der Maschenimpedanzmatrix zu vereinfachen, wird angenommen, dass der Bahnwiderstand der resistiven Silikonbahnen zwischen zwei taktilen Punkten konstant ist. Somit können alle Bahnwiderstände mit Ausnahme der Zuleitungswiderstände am Rand des Messfühlers durch den gemittelten Bahnwiderstand R_B ersetzt werden. Jede Masche 1. Art besteht aus 4 Bahnwiderständen R_B und den vier taktilen Widerständen R_{Tij} . Auf der Hauptdiagonalen wird die Summe der Widerstände Σ_{ij} der jeweiligen Masche angetragen. Die Widerstandssummen der Maschen 1. Art lassen sich gemäß Gleichung 4.15 berechnen: [35, S.256]

$$M_{ij} : \quad \Sigma_{ij} = 4 \cdot R_B + R_{T(i)(j)} + R_{T(i)(j+1)} + R_{T(i+1)(j)} + R_{T(i+1)(j+1)} \quad (4.15)$$

Das letzte Element Σ_U auf der Hauptdiagonalen der Maschenimpedanzmatrix beschreibt die Masche M_U und ist in Gleichung 4.16 angegeben. Die Spannungsquelle ist dabei mit der Spalte n_u und der Zeile m_u verbunden.

$$M_U : \quad \Sigma_U = (n - n_u - 1) \cdot R_B + (m - m_u - 1) \cdot R_B + R_{V(m)(n_u)} + R_{H(m_u)(1)} + R_{T(m_u)(n_u)} \quad (4.16)$$

Die Hauptdiagonale kann somit für taktile Messfühler beliebiger Auflösung allgemein beschrieben werden. Die Maschenimpedanzmatrix ist symmetrisch. In den Nebendiagonalelementen der Maschenimpedanzmatrix werden die Koppelwiderstände berücksichtigt. Diese Widerstände werden von mehreren Maschenströmen I_M durchflossen. Falls sich koppelwiderstandszugehörige Maschen gegensinnig überlagern, werden diese mit negativem, sonst mit positivem Vorzeichen in die Maschenimpedanzmatrix eingetragen. Im Allgemeinen können für eine Masche 1. Art aus dem obigen resistiven Netzwerk acht Überlagerungen mit den angrenzenden Maschen auftreten. Für die vier an der Längs- und Querseite angrenzenden Maschen 1. Art treten ausschließlich gegensinnige Überlagerungen der Maschenströme auf. Für die diagonal angrenzenden Maschen 1. Art treten ausschließlich gleichsinnige Überlagerungen der Maschenströme auf. In den Randbereichen des Messfühlers fehlen drei, in den Ecken des Messfühlers fehlen fünf angrenzende Maschen. Somit treten in diesen Bereichen ungekoppelte Widerstände auf. [35, S.256]

In der folgenden Betrachtung wird lediglich auf die obere Dreiecksmatrix der Maschenimpedanzmatrix eingegangen. Die untere Dreiecksmatrix kann symmetrisch ergänzt werden. Zunächst werden die Koppelwiderstände R_K der diagonalen Nachbarmaschen einer Masche M_{ij} gemäß dem Gleichungssystem 4.17 bestimmt:

$$\text{Kopplung von } M_{ij} \text{ mit } M_{(i-1)(j-1)} : \quad R_K = R_{Tij} \quad (4.17a)$$

$$\text{Kopplung von } M_{ij} \text{ mit } M_{(i-1)(j+1)} : \quad R_K = R_{Ti(j+1)} \quad (4.17b)$$

$$\text{Kopplung von } M_{ij} \text{ mit } M_{(i+1)(j+1)} : \quad R_K = R_{T(i+1)(j+1)} \quad (4.17c)$$

$$\text{Kopplung von } M_{ij} \text{ mit } M_{(i+1)(j-1)} : \quad R_K = R_{T(i+1)j} \quad (4.17d)$$

Die Koppelwiderstände R_K der längsseitig angrenzenden Nachbarmaschen einer Masche M_{ij} werden durch das Gleichungssystem 4.18 beschrieben:

$$\text{Kopplung von } M_{ij} \text{ mit } M_{(i-1)(j)} : R_K = -R_{Tij} - R_B - R_{T(i)(j+1)} \quad (4.18a)$$

$$\text{Kopplung von } M_{ij} \text{ mit } M_{(i)(j+1)} : R_K = -R_{T(i)(j+1)} - R_B - R_{T(i+1)(j+1)} \quad (4.18b)$$

$$\text{Kopplung von } M_{ij} \text{ mit } M_{(i+1)(j)} : R_K = -R_{T(i+1)(j+1)} - R_B - R_{T(i+1)(j)} \quad (4.18c)$$

$$\text{Kopplung von } M_{ij} \text{ mit } M_{(i)(j-1)} : R_K = -R_{T(i+1)j} - R_B - R_{Tij} \quad (4.18d)$$

In den Gleichungen 4.15, 4.16, 4.17, 4.18 sind allgemeine Berechnungsvorschriften für das Ausfüllen der Maschenimpedanzmatrix gegeben. Damit kann diese zum größten Teil automatisiert und computergestützt generiert werden. Es wird darauf verzichtet, eine allgemeine Formel für die Kopplungswiderstandsberechnung der Masche M_U anzugeben. Je nach angesteuertem Taxel und Sensorauflösung variieren die zu Masche M_U gehörigen Kopplungswiderstände und lassen sich leichter durch ein algorithmisches oder händisches Vorgehen ermitteln. Um die zu Abbildung 4.7 gehörige Maschenimpedanzmatrix zu vervollständigen, werden im Gleichungssystem 4.19 die zugehörigen Kopplungswiderstände der eingezeichneten Masche M_U exemplarisch angegeben:

$$\text{Kopplung von } M_U \text{ mit } M_{21} : R_K = -R_B - R_{T32} \quad (4.19a)$$

$$\text{Kopplung von } M_U \text{ mit } M_{31} : R_K = 2 \cdot R_B + R_{T32} \quad (4.19b)$$

$$\text{Kopplung von } M_U \text{ mit } M_{22} : R_K = R_{T32} \quad (4.19c)$$

$$\text{Kopplung von } M_U \text{ mit } M_{32} : R_K = -R_B - R_{T32} \quad (4.19d)$$

Verwendung der Maschenstromanalyse In Kapitel 4.3.3 wurde die Maschenstromanalyse zur Untersuchung des modellierten resistiven Sensornetzwerks eingesetzt. Durch Lösen des linearen Gleichungssystems können alle Maschenströme im resistiven Netzwerk berechnet werden. Aus den berechneten Maschenströmen werden durch vorzeichenbehaftete Überlagerung die Zweigströme ermittelt. Aus diesen können unter Zuhilfenahme des Ohmschen Gesetzes die Potentiale aller Knoten berechnet werden. Somit ist das elektrische Verhalten des resistiven Netzwerks vollständig bestimmt.

Von besonderem Interesse ist der Maschenstrom M_U . Aus diesem Maschenstrom kann bei bekannter Versorgungsspannung U_V der Ersatzwiderstand R_E des gesamten resistiven Netzwerks über das Ohmsche Gesetz berechnet werden. Wird der Ersatzwiderstand R_E eines angesteuerten Taxels nach den umliegenden Taxeln abgeleitet, so kann der Einfluss der umliegenden Taxel auf den Messwert berechnet werden. Bedingt durch das Vorhandensein von Querströmen hat jedes nicht-angesteuerte Taxel stets einen Einfluss auf das angesteuerte Taxel. Durch die analytische Untersuchung des resistiven Sensornetzwerks und die Einbindung der Ergebnisse in die Datenverarbeitung kann dieser systematische Fehler verringert werden. [27, S.91]

4.4 Simulation des Sensorverhaltens

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der Modellierung aus den vorangegangenen Kapiteln zu einem Gesamtmodell zusammengesetzt und eine Simulation durchgeführt. Die Simulation dient der Ermittlung wichtiger Kenndaten des Sensors, die im weiteren Verlauf der Entwicklungsphasen als Grundlage für die Auslegung der Auswerteeinheit dienen. Die aufgestellten Modelle des mechanischen und elektrischen Sensorverhaltens werden in einer Kette verschaltet, sodass der Eingang jedes Modells mit dem Ausgang des vorhergehenden Modells verbunden wird. Somit ist es möglich, ein elektromechanisches Modell zu erzeugen, dessen Eingang die extrinsische Kraft F_{\perp} und dessen Ausgang der Ersatzwiderstand R_E des resistiven Netzwerks ist. In Abbildung 4.8 sind die Graphen für den Ersatzwiderstand R_E , die Kontaktfläche $A_{Kontakt}$, die Verformung Δz und die extrinsische Kraft F_{\perp} dargestellt:

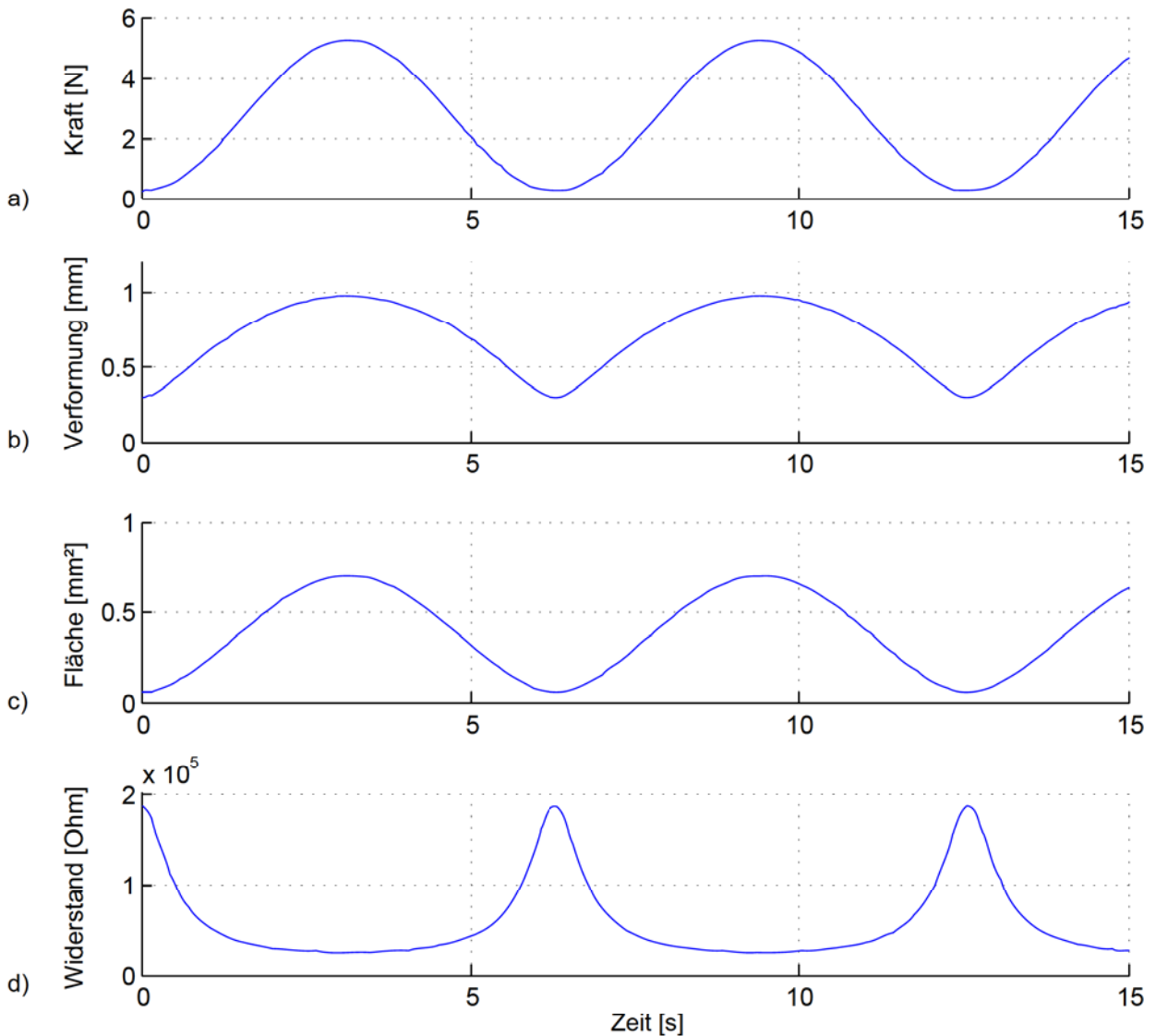


Abbildung 4.8: Simulation des statischen Sensorverhaltens: a) extrinsische Kraft F_{\perp} [N], b) Verformung Δz [mm], c) Kontaktfläche $A_{Kontakt}$ [mm²], d) Widerstand [Ω]

Die Ergebnisse der Simulation werden für die Entwicklung der integrierten Auswerteeinheit genutzt. In der Simulation kann sowohl das mechanische als auch das elektrische Messfühlerverhalten näher untersucht werden. Der Kennlinienverlauf des Messfühlers stellt dabei eine wichtige Grundlage für die Auslegung der Messglieder dar. Die Auslegung der Messglieder erfolgt im Allgemeinen so, dass die informationstragende physikalische Größe den Messbereich bestmöglichst ausnutzt und sich eine möglichst lineare Sensorkennlinie ergibt.

Die folgende Zusammenfassung gibt einen Überblick der wichtigsten Kennlinieneigenschaften des vorliegenden Messfühlers:

Messbereich Extrinsische Kräfte im Bereich von 0 bis 6 N pro Taxel führen zu einer Zunahme der Kontaktfläche zwischen den leitfähigen Silikonbahnen und somit zu einer Abnahme des Kontaktwiderstands. Die informationstragende physikalische Größe ist der Ersatzwiderstand der resistiven Bahnen des Sensors. Ohne Belastung und mechanische Vorspannung besteht zwischen den orthogonalen Bahnen kein physischer und elektrischer Kontakt. Der Ersatzwiderstand ist somit unendlich hoch. Unter Belastung sinkt der Ersatzwiderstand R_E in Abhängigkeit von der extrinsischen Kraft und dem angewählten Taxel auf ca. 20 k Ω .

Kennlinienverlauf Das Übertragungsverhalten zwischen einer extrinsischen Kraft und der Verformung zeigt einen radizierenden Verlauf (siehe Kapitel 4.2). Das polynomiale Übertragungsverhalten zwischen der Verformung und der Kontaktfläche kompensiert das nichtlineare Übertragungsverhalten zwischen extrinsischer Kraft und Verformung näherungsweise (siehe Kapitel 4.3.1.1). Somit ergibt sich für das Übertragungsverhalten zwischen der extrinsischen Kraft und der Kontaktfläche ein näherungsweise linearer Verlauf. Der Kontaktwiderstand steht mit der Kontaktfläche in einem reziproken Zusammenhang. Somit besteht auch zwischen der extrinsischen Kraft und dem Ersatzwiderstand des Messfühlers ein näherungsweise reziproker Zusammenhang.

5 Entwurf einer integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren

In diesem Kapitel werden zunächst die allgemeinen Anforderungen an eine integrierte Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren beschrieben und strukturiert. Anhand dieser Anforderungen wird die Problemstellung konkretisiert und eine Einstufung der Teilprobleme in den Bereich der Elektronik und Informationsverarbeitung vorgenommen.

5.1 Problemstellung und Abstraktion des Funktionsumfangs

In Kapitel 3.1 wurden die Anforderungen an einen taktilen Sensor festgelegt. Der vorliegende taktile Messfühler ist in der Lage, Krafteinwirkungen in Normalrichtung zu detektieren und stellt den Ausgangspunkt für die Entwicklung der integrierten Auswerteeinheit dar. Zunächst werden die allgemeinen Anforderungen an die integrierte Auswerteeinheit eines taktilen Messsystems festgelegt:

- Auswertung der Position und Stärke von extrinsischen Krafteinflüssen auf den Matrix-Sensor
- Hohe Messrate zur Auswertung von dynamischen Krafteinflüssen auf den Matrix-Sensor
- Hohe Messgenauigkeit zur Auswertung von statischen Krafteinflüssen
- Geringe Latenzzeit des gesamten taktilen Messsystems
- Einhalten der harten Echtzeitbedingung für das gesamte taktile Messsystem
- Geringer Energieverbrauch des gesamten taktilen Messsystems
- Integrierbarkeit von mehreren Matrix-Sensoren in das taktile Sensorsystem
- Reduktion der erzeugten Datenmengen durch Filterung der relevanten Messwerte
- Kalibrierbarkeit des taktilen Messsystems
- Bereitstellen einer Schnittstelle zur Auswertung und Überprüfung der taktilen Messwerte
- Widerstandsfähigkeit gegenüber mechanischen und elektromagnetischen Störgrößen
- Deterministisches Systemverhalten der elektronischen Auswerteeinheit

Durch die partielle Widersprüchlichkeit der genannten Entwicklungsziele entstehen Zielkonflikte. So widerspricht bspw. eine hohe Messgenauigkeit der Anforderung nach einer hohen Messrate. Deshalb müssen den Anforderungen in Abhängigkeit des dedizierten Einsatzgebiets Prioritäten zugewiesen werden. Diese Priorisierung der Anforderungen ermöglicht es, bei der Konkretisierung der Systementwürfe stets einen für den Anwendungsfall optimalen Lösungsansatz zu finden.

5.2 Festlegung der Struktur des taktilen Gesamtsystems

Die Zielsetzung für die Entwicklung der integrierten Auswerteeinheit impliziert die Umsetzung als „intelligenter Sensor“. Die Vorteile und der Funktionsumfang eines „intelligenten Sensors“ sind in Kapitel 2.1.5 beschrieben. Eine weitere grundlegende Entscheidung muss hinsichtlich der Struktur des taktilen Messsystems, das aus mehreren Einzelsensoren besteht, getroffen werden. Die Messleitungen der Sensoren können entweder mit einer zentralen Auswerteeinheit verbunden werden oder jeder Sensor wird durch eine dezentrale Auswerteeinheit über einen Datenbus digital an das taktile Gesamtsystem angebunden. Die Vor- und Nachteile der beiden Systemstrukturen werden in Tabelle 5.1 dargestellt: [66, S.72]

Struktur	Vorteile	Nachteile
Zentral	<ul style="list-style-type: none"> • Geringer Platzbedarf • Einfache Steuerung des Gesamtsystems • Einfache Aktualisierung der Software 	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Rechenleistung erforderlich • Hoher Verdrahtungsaufwand • Maximale Sensoranzahl wird durch Verdrahtungsaufwand begrenzt • Kabelbrüche schwer lokalisierbar • Keine Filterung irrelevanter Daten • Analoge Übertragung der Messsignale • Geringe elektromagnetische Verträglichkeit • Unübersichtliches Gesamtsystem • Maximale Sensoranzahl durch Systementwurf vorgegeben
Dezentral	<ul style="list-style-type: none"> • Geringer Verdrahtungsaufwand • Verteilung der Rechenleistung • Sensorspezifische Auswerteeinheiten möglich • Anzahl der Busteilnehmer dynamisch erweiterbar • Lokale Filterung irrelevanter Daten • Austausch defekter Einheiten möglich • Digitale Datenübertragung • Hohe elektromagnetische Verträglichkeit • Übersichtliches Gesamtsystem 	<ul style="list-style-type: none"> • Hoher dezentraler Platzbedarf • Einzelne Firmware-Updates nötig • Echtzeitfähigkeit abhängig von Datenmenge • Echtzeitfähigkeit abhängig von Bussystem

Tabelle 5.1: Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile einer zentralen und einer dezentralen Systemstruktur zur Auswertung taktiler Sensoren

Eine Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile aus Tabelle 5.1 zeigt, dass eine dezentrale Systemarchitektur gegenüber einer zentralen Auswerteeinheit deutliche Vorteile besitzt. Aus diesem Grund wird der Entwurf der Funktionsstruktur für ein dezentrales und intelligentes Sensorsystem durchgeführt.

Der vorliegende Sensor wandelt eine physikalische Messgröße in eine elektrisch messbare Größe um. Konkret ändert sich der Kontaktwiderstand am Kreuzungspunkt zweier leitfähiger Silikonbahnen durch eine äußere Krafteinwirkung auf diesen Punkt. Die Aufgabe der dezentralen Auswerteeinheit besteht darin, alle Taxel einzeln anzusteuern und die elektrische Messgröße zu verstärken. Anschließend wird eine Analog-Digital-Wandlung der Messgröße vorgenommen, um die Messwerte in einem digitalen Signalverarbeitungssystem zu verarbeiten.

Nach der Datenverarbeitung müssen die Messwerte über einen Systembus, an dem mehrere dezentrale Auswertemodule angeschlossen sind, an eine zentrale Datenverarbeitungseinheit des taktilen Sensorsystems geschickt werden. Die dezentralen Auswertemodule werden über den selben Systembus von der zentralen Datenverarbeitungseinrichtung gesteuert. Darüber hinaus wird in jedem Sensormodul die Ansteuerung der Taxel sowie die Analog-Digital-Wandlung von der lokalen Datenverarbeitungseinrichtung gesteuert. In Abbildung 5.1 wird die Funktionsstruktur der integrierten Auswerteeinheit dargestellt. Die Bereitstellung der notwendigen Hilfsenergie für die aktive Auswertung der Sensorinformationen ist nicht Bestandteil dieser Grafik. [66, S.72]

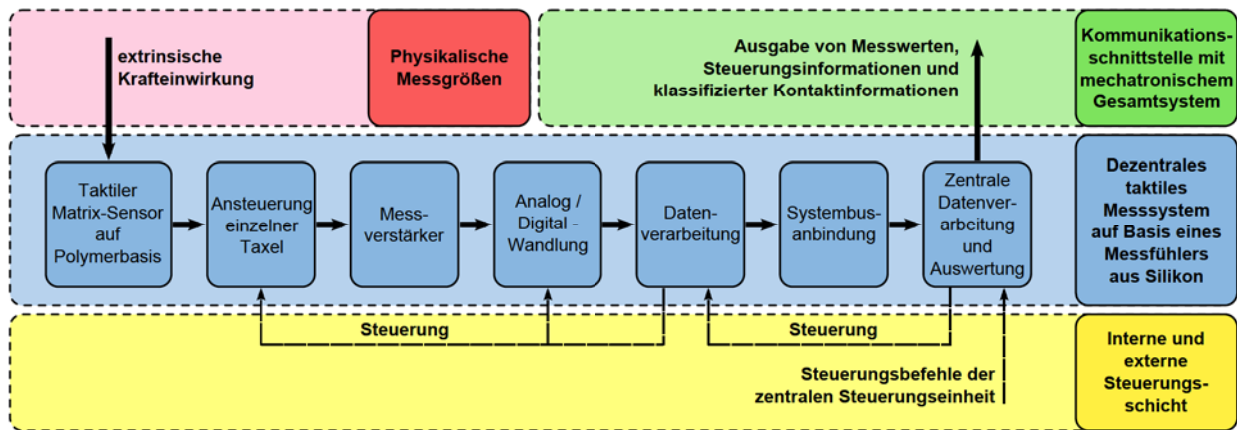


Abbildung 5.1: Funktionsstruktur des dezentralen, taktilen Messsystems

5.3 Beschreibung der Systemkomponenten

Im domänenübergreifenden Systementwurf sind funktionale Einheiten festgelegt. Jede dieser Einheiten besitzt eine bzw. mehrere Ein- und Ausgangsgrößen. Die Aufgaben und die Gesamtstruktur der funktionalen Einheiten wurde in Kapitel 5.2 beschrieben. Im folgenden Abschnitt werden die funktionalen Einheiten aus dem Systementwurf weiter konkretisiert:

Messfühler Der Messfühler wandelt die Position und Größe einer extrinsischen Kraft in eine messbare physikalische Größe - den Kontaktwiderstand - um. Er ist Teil des mechanischen und materialwissenschaftlichen Entwurfs und stellt die Entwicklungsbasis für die integrierte Auswerteeinheit dar. Der Messfühler wurde in Kapitel 4.1 näher beschrieben.

Ansteuerung einzelner Taxel Der Messfühler kann durch ein dreidimensionales Widerstandsnetzwerk modelliert werden (siehe Kapitel 4.3) und stellt die Eingangsgröße für den funktionalen Block „Ansteuerung einzelner Taxel“ dar. Um aus den kraftabhängigen Eigenschaften des resistiven Netzwerks die Position und Größe einer Krafteinwirkung bestimmen zu können, muss es möglich sein, jedes Taxel gezielt anzusteuern. Die Ansteuerung sollte so erfolgen, dass die Ausgangsgröße dieser funktionalen Einheit möglichst unabhängig von der Belastung der übrigen taktilen Bereiche des Messfühlers ist.

Messverstärker Der Messverstärker hat die Aufgabe, den Ersatzwiderstand des resistiven Netzwerks in eine messbare Spannung zu wandeln. Da der Ersatzwiderstand näherungsweise in einem reziproken Zusammenhang mit der einwirkenden Kraft steht (siehe Kapitel 4.4), sollte die Ausgangsgröße des Messverstärkers ebenfalls in einem reziproken Zusammenhang mit dem Ersatzwiderstand stehen, um eine näherungsweise lineare Sensorkennlinie zu erzielen. Darüber hinaus muss die Ausgangsgröße des Messverstärkers für eine Digitalisierung geeignet sein. [63, S.141]

Analog/Digital-Wandlung Der Analog/Digital-Wandler stellt das Bindeglied zwischen dem analogen Messsignal und der digitalen Signalverarbeitung dar. Er hat die Aufgabe, das analoge Ausgangssignal des Messverstärkers auf Anfrage der informationsverarbeitenden Schicht zu digitalisieren und als Ausgangssignal bereitzustellen. [59, S.999]

Datenverarbeitung Die Datenverarbeitung umfasst die Steuerung der Systemkomponenten, die digitale Signalverarbeitung der Messwerte sowie die Ausgabe der Messwerte über eine geeignete Schnittstelle. Des Weiteren muss die Datenverarbeitungseinrichtung in der Lage sein, mit übergeordneten Systemkomponenten des taktilen Gesamtsystems zu kommunizieren, um Steuerungsbefehle zu erhalten oder Statusmeldungen zu versenden. Die Signalverarbeitung umfasst die Linearisierung der Sensorkennlinie sowie die Filterung nicht relevanter taktiler Informationen. [6, S.84 f.]

Systembusanbindung Die Aufgabe dieser funktionalen Einheit besteht aus der physikalischen und protokollspezifischen Anbindung der digitalen Datenverarbeitungseinrichtung an den Systembus. Die Vorteile der dezentralen Busarchitektur wurden bereits in Kapitel 5.2 dargestellt. Des Weiteren müssen die versendeten Datenpakete so strukturiert sein, dass eine eindeutige Zuordnung der Messwerte zu einem taktilen Subsystem und dem jeweiligen Taxel möglich ist. [16, S.52 ff.]

Zentrale Datenverarbeitung und Auswertung Das zentrale Datenverarbeitungssystem stellt das Bindeglied zwischen dem taktilen Gesamtsystem und übergeordneten Datenverarbeitungseinrichtungen dar. Die Informationen aller taktilen Subsysteme müssen gesammelt und interpretiert werden. Durch die Fusion der Sensordaten können taktile Ereignisse abstrahiert und in Kombination mit Steuerungsbefehlen mit übergeordneten Systemkomponenten ausgetauscht werden. Das Aufgabenspektrum der zentralen Datenverarbeitung umfasst auch die Steuerung der taktilen Subsysteme.

5.4 Entwurf der Elektronik

In diesem Kapitel wird die Funktionsstruktur der elektronischen Messkette detailliert ausgearbeitet. Diese Funktionsstruktur wird in Kapitel 6 als Grundlage für die BauteilAuswahl, die Schaltplanerstellung sowie das Platinenlayout verwendet.

5.4.1 Ansteuerung einzelner Taxel

Für die Bestimmung der Position einer Krafteinwirkung und die Ermittlung aussagekräftiger Messwerte ist es notwendig, einzelne Taxel so anzusteuern, dass deren Messwerte möglichst unabhängig von dem Kontaktwiderstand anderer umliegender Taxel sind. Der taktile Messfühler wird von zwei Seiten kontaktiert. Somit stehen insgesamt acht Leitungen für die Spannungsversorgung und acht Leitungen zum Messen zur Verfügung. Der Sensor kann auf zwei grundsätzlich verschiedene Arten ausgelesen werden. In beiden Fällen wird zu jedem Zeitpunkt nur an eine Versorgungsleitung eine positive Spannung angelegt. Der Strom, der über die Messleitungen fließt, kann entweder für alle Messleitungen gleichzeitig oder für jede Messleitung einzeln ausgewertet werden. Bei der gleichzeitigen Auswertung aller Messleitungen kann eine höhere Messrate erzielt werden, da der Messfühler in lediglich acht unterschiedlichen Konfigurationen ausgelesen werden muss. Werden die Messleitungen hingegen einzeln ausgewertet, so muss der Messfühler für die vollständige Erfassung aller Taxel in 64 Konfigurationen angesteuert werden. Für die gleichzeitige Auswertung aller Messleitungen werden acht Messverstärker sowie acht Analog/Digital-Wandler benötigt. Unter Zuhilfenahme eines Multiplexers kann die sequentielle Auswertung der einzelnen Messleitungen hingegen mit lediglich einem Messverstärker und einem Analog/Digital-Wandler erfolgen. Somit sind die Kosten und der Platzbedarf bei sequentieller Auswertung der Messleitungen geringer.

Der maßgeblichste Unterschied der beiden Ansteuerungsarten zeigt sich in der Beeinflussung der Messwerte durch Querströme. In beiden Beschaltungsarten des Messfühlers wird der Messwert des angesteuerten Taxels immer vom Zustand der umliegenden Taxel beeinflusst. Die Stärke dieser Beeinflussung unterscheidet sich jedoch in Abhängigkeit von der Beschaltungsart. Das resistive Netzwerk kann zu jedem Zeitpunkt nur einen Systemzustand einnehmen, der durch die Zustandsvariablen bestimmt wird (siehe Kapitel 2.1.3). Werden alle Messleitungen gleichzeitig ausgelesen, so kann über jede Messleitung ein Strom fließen. Wird hingegen nur eine Messleitung gleichzeitig ausgelesen, so fließt über die übrigen sieben Messleitungen kein Strom. Daher unterscheiden sich die Zustandsvariablen und insbesondere die Knotenpotentiale des resistiven Netzwerks in Abhängigkeit von der Ansteuerungsart.

Die Stärke der Beeinflussung wird anhand eines simulierten Beispiels erläutert. Es wird davon ausgegangen, dass der Bahnwiderstand R zwischen zwei taktilen Punkten $720\ \Omega$ beträgt. Der Kontaktwiderstand eines Taxels variiert belastungsabhängig im Bereich von $200\ k\Omega$ bis $10\ k\Omega$. Der simulierte Anwendungsfall sieht vor, dass der Kontaktwiderstand des gemessenen Taxels $R_{T86} = 10\ k\Omega$ beträgt. Der Kontaktwiderstand des linken Nachbartaxels R_{T85} wird in zwei Konfigurationen simuliert. Im unbelasteten Fall beträgt $R_{T85} = 200\ k\Omega$. Im belasteten Fall beträgt $R_{T85} = 10\ k\Omega$. Alle übrigen Taxel sind unbelastet und weisen somit den Kontaktwiderstand $R_T = 200\ k\Omega$ auf. Die Ergebnisse der Simulation werden für beide Ansteuerungsarten in Tabelle 5.2 gegenübergestellt:

	Gleichzeitiges Auslesen aller Messleitungen	Sequentielles Auslesen der Messleitungen
Bahnwiderstand Ausgelesenes Taxel Widerstand des ausgewählten Taxels Kontaktwiderstand der übrigen Taxel	720Ω T_{86} $R_{T86} = 10k\Omega$ $R_T = 200k\Omega$	720Ω T_{86} $R_{T86} = 10k\Omega$ $R_T = 200k\Omega$
Fall 1: Taxel T_{85} unbelastet Messleitungsstrom M_6	$R_{T85} = 200k\Omega$ $i_{M6} = 5,313 \cdot 10^{-4} A$	$R_{T85} = 200k\Omega$ $i_{M6} = 7,249 \cdot 10^{-4} A$
Fall 2: Taxel T_{85} belastet Messleitungsstrom M_6	$R_{T85} = 10k\Omega$ $i_{M6} = 4,190 \cdot 10^{-4} A$	$R_{T85} = 10k\Omega$ $i_{M6} = 7,350 \cdot 10^{-4} A$
Differenz der Messleitungsströme	$ \Delta i_{M6} = 1,123 \cdot 10^{-4} A$	$ \Delta i_{M6} = 0,101 \cdot 10^{-4} A$
Relative Abweichung von I_{M6}	$f_{iM6} = 21,1\%$	$f_{iM6} = 1,39\%$

Tabelle 5.2: Simulation der Messwertbeeinflussung durch Querströme

Die Simulation zeigt, dass die beiden identischen Belastungsfälle des Sensors zu unterschiedlichen Beeinflussungen des Messwerts des ausgewählten Taxels führen. Werden alle Messleitungen gleichzeitig ausgewertet, so ist die relative Messwertabweichung ca. 15 mal größer als bei der sequentiellen Messung. In Tabelle 5.3 sind die Vor- und Nachteile der gleichzeitigen und sequentiellen Auslesung der Messleitungen gegenübergestellt:

Messleitungsansteuerung	Vorteile	Nachteile
Gleichzeitig	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Messrate 	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Querstrombeeinflussung • Hoher Platzbedarf • Hohe Kosten
Sequentiell	<ul style="list-style-type: none"> • Geringe Querstrombeeinflussung • Geringer Platzbedarf • Geringe Kosten 	<ul style="list-style-type: none"> • Niedrigere Messrate • Multiplexer notwendig

Tabelle 5.3: Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile des parallelen und sequentiellen Auslesens des Messfühlers

In Kapitel 5.1 wurden die Anforderungen an die Auswerteeinheit für taktile Sensoren beschrieben. Um die Anforderungskriterien bestmöglich zu erfüllen, wird die sequentielle Auswertung der Messleitungen als Prinzip zur „Ansteuerung einzelner Taxel“ ausgewählt. Dadurch kann eine höhere Messgenauigkeit erzielt werden und die Auswerteeinheit lässt sich - bedingt durch den geringen Platzbedarf - leichter in mechatronische Systeme integrieren. Die prinzipbedingte Verringerung der Messrate muss durch eine möglichst hohe Auslesegeschwindigkeit der einzelnen Taxel kompensiert werden.

5.4.2 Messverstärker

Bedingt durch das sequentielle Auslesen der Messleitungen verhält sich der Messfühler wie ein Zweitor, das aus rein resistiven Elementen besteht. Somit kann das in Kapitel 4.3 aufgestellte Modell angewendet werden, um die elektrischen Eigenschaften des über Multiplexer angesteuerten Messfühlers zu simulieren. Es wurde gezeigt, dass zwischen der extrinsischen Kraft und dem Ersatzwiderstand ein näherungsweise reziproker Zusammenhang besteht. Um die Sensorkennlinie bestmöglichst zu linearisieren, muss das Übertragungsverhalten des Messverstärkers ebenfalls einen reziproken Zusammenhang zwischen der Eingangs- und Ausgangsgröße aufweisen. Der kraftabhängige Ersatzwiderstand R_E des resistiven Messfühlermodells ist die Eingangsgröße des Messverstärkers. In Kapitel 2.2.1 sind die grundlegenden Methoden der Widerstandsmessung erläutert. Um den Widerstand zu bestimmen, muss die Spannung, die an dem Ersatzwiderstand anliegt sowie der Strom, der durch den Ersatzwiderstand fließt, bekannt sein oder gemessen werden. Der Widerstand kann anschließend durch das Ohmsche Gesetz $R = u(t)/i(t)$ berechnet werden. Aus Gleichung 2.4 ist ersichtlich, dass der Stromfluss indirekt proportional zur Widerstandsgröße ist. Um das reziproke Übertragungsverhalten des Messverstärkers zu ermöglichen, muss der Spannungsabfall am Ersatzwiderstand des Messfühlers vorgegeben und der Stromfluss durch diesen gemessen werden.

In Kapitel 2.2.2 wurden die elektrischen Eigenschaften von Operationsverstärkern beschrieben. Die Eingangsgröße des Messverstärkers ist der Strom, der über die Messleitung und durch den Multiplexer fließt. Die Art der Ausgangsgröße - eine positive elektrische Spannung - wird durch die notwendige Eingangsgröße für den Analog/Digital-Wandler (siehe Kapitel 5.4.3) vorgegeben. Unter Beachtung der Ein- und Ausgangsgrößen kann der Abbildung 2.5 entnommen werden, dass sich Transimpedanzverstärker in idealer Weise für die Umsetzung eines Stromsignals in ein Spannungssignal eignen.

Im Allgemeinen werden elektrische Signale durch stochastische Signalschwankungen, die auch als „Rauschen“ bezeichnet werden, überlagert. Diese Signaleigenschaft trifft auch auf das Ausgangssignal des Transimpedanzverstärkers zu und führt zu Messungenauigkeiten bei der Analog/Digital-Wandlung. Deshalb ist es notwendig, das verstärkte Messsignal vor der Digitalisierung zu filtern. Der Filter muss an das Messsignal, die gewünschte Messgenauigkeit und den Analog/Digital-Wandler angepasst werden. [17, S.36 ff.]

Zusammenfassend kann die Struktur des Messverstärkers als Kombination eines Transimpedanzverstärkers und einer Filterschaltung beschrieben werden. Diese Kombination erfüllt sowohl das Kriterium der Widerstandsmessung mit reziprokem Charakter als auch die notwendige Ausgangssignalbedingung für den Analog/Digital-Wandler.

5.4.3 Analog/Digital-Wandler

Das Eingangssignal des Analog/Digital(AD)-Wandlers ist eine positive elektrische Spannung, die näherungsweise in einem linearen Verhältnis zur extrinsischen Kraft steht. Als Bindeglied zwischen der analogen und digitalen Signalverarbeitung besteht die Aufgabe des AD-Wandlers darin, die Eingangsspannung zu diskretisieren und als digitales Ausgangssignal bereit zu stellen. [59, S.999]

Der Zeitpunkt der Diskretisierung muss durch eine übergeordnete Steuerungseinheit vorgegeben werden können, um ein deterministisches Sensorverhalten zu ermöglichen. Darüber hinaus sollte die Wandlung der analogen Eingangsspannung möglichst schnell erfolgen, um die Anforderungen einer hohen Messrate und geringen Latenzzeit (siehe Kapitel 5.1) zu erfüllen. Diesen Anforderungen wird eine hohe Priorität zugewiesen, da sie durch den sequentiellen Auswertevorgang (siehe Kapitel 5.4.1) intensiviert werden.

Das Auflösungsvermögen des AD-Wandlers wird so gewählt, dass die Diskretisierung nicht das messgenauigkeitsbeschränkende Merkmal der Messkette darstellt und die erzeugte Datenrate vom digitalen Signalverarbeitungssystem verarbeitet werden kann.

5.4.4 Datenverarbeitung

Bedingt durch den sequentiellen Charakter der Messfühleransteuerung (siehe Kapitel 5.4.1) wird der Informationsverarbeitung ebenfalls ein sequentieller Charakter aufgeprägt. Deshalb können durch parallele Datenverarbeitungskonzepte keine signifikanten Vorteile erzielt werden. Das Hauptargument für den Entwurf einer anwendungsspezifischen Hardware, in der die digitale Informationsverarbeitung umgesetzt wird, findet somit keine Anwendung. Aus diesem Grund werden CPLDs, FPGAs und ASICs bei der Auswahl der digitalen Datenverarbeitungstechnologie nicht weiter berücksichtigt. [61, S.26]

Die Datenverarbeitung lässt sich in die Verarbeitung von Steuerungsinformationen und die digitale Messsignalverarbeitung unterteilen. Die lokale Datenverarbeitungseinrichtung muss in der Lage sein, Steuerungsbefehle von übergeordneten Systemkomponenten zu empfangen und Statusmeldungen an diese auszugeben. Darüber hinaus werden die internen Komponenten der integrierten Auswerteeinheit durch die lokale Datenverarbeitungseinheit gesteuert. Dies umfasst die Ansteuerung der einzelnen Taxel über die Multiplexer, das Anfordern von Messwerten über den AD-Wandler sowie die Datenausgabe über den Systembus.

Die Eingangsgröße für die digitale Messsignalverarbeitung wird durch den AD-Wandler in Form von diskretisierten Messwerten bereitgestellt. Diese Messwerte müssen den einzelnen Taxeln des Messfühlers zugeordnet und nach Möglichkeit so transformiert werden, dass sich eine lineare Sensorkennlinie ergibt. Die anfallenden Datenmengen in taktilen Messsystemen sind sehr hoch, wohingegen der informationstragende Anteil der Daten relativ gering ist (siehe Kapitel 2.4). Daher besteht eine wichtige Aufgabe der digitalen Signalverarbeitung in der Filterung irrelevanter taktiler Informationen. Im Anschluss an die digitale Signalverarbeitung müssen die taktilen Informationen strukturiert und für den Systembus protokollspezifisch aufbereitet werden. Die Ausgabe der digital verarbeiteten Messwerte erfolgt über den Systembus. [42, S.43]

5.4.5 Systembus

Der Systembus stellt die Schnittstelle zwischen der zentralen Datenverarbeitungseinheit für taktile Informationen und den verteilten, integrierten Auswerteeinheiten dar. Das Bussystem muss in der Lage sein, mit mehreren dezentralen Auswerteeinheiten zu kommunizieren, um taktile Messwerte und Steuerungsinformationen zwischen den Systemkomponenten des taktilen Gesamtsystems übertragen zu können. Die Busarchitektur darf das Echtzeitkriterium nicht verletzen und muss in der Lage sein, hohe Datenübertragungsraten zu erzielen. Weiterhin ist auf eine hohe elektromagnetische Verträglichkeit und eine geringe Anzahl der notwendigen Datenleitungen bei der Auswahl des Systembusses zu achten. Mechatronische Systeme, in denen taktile Messsysteme zum Einsatz kommen sollen, besitzen häufig eine serielle kinematische Struktur. Ausgehend von dieser Annahme wird eine lineare Bustopologie mit der Möglichkeit von Stichleitungen für den Systembus favorisiert.

Der in Kapitel 2.2.6 beschriebene CAN-Bus erfüllt die Anforderungen an den Systembus und wird daher als Kommunikationsschnittstelle für das taktile Gesamtsystem festgelegt. [16, S.52 ff.]

5.4.6 Bereitstellung von Hilfsenergie

Die integrierte Auswerteeinheit für taktile Sensoren benötigt Hilfsenergie, um den resistiven Messfühler auszuwerten. Daher zählt das Sensorsystem zu den aktiven Sensoren. Die elektrische Hilfsenergie für die Systemkomponenten kann in zwei Bereiche unterteilt werden. Einerseits ist Hilfsenergie für die analoge Auswertung des Messfühlers erforderlich, andererseits wird Hilfsenergie für die digitale Signalverarbeitung und Kommunikation benötigt. Um eine hohe Messgenauigkeit erzielen zu können, müssen die beiden Arten von Hilfsenergie den Systemkomponenten möglichst unabhängig voneinander bereitgestellt werden. Dadurch kann die Versorgungsspannung des digitalen Schaltungsteils mit hohen Frequenzen und steilen Signalfanken weitgehend von der analogen Versorgungsspannung entkoppelt werden. [49, S.90]

Der „Messverstärker“ ist dem analogen Schaltungsteil zuzuordnen, wohingegen die „Datenverarbeitung“ und der „Systembus“ dem digitalen Teil der elektronischen Schaltung angehören. Der AD-Wandler und die funktionale Einheit „Ansteuern einzelner Taxel“ stellen die Bindeglieder zwischen dem analogen und digitalen Schaltungsteil dar und werden somit beiden Bereichen zugeordnet.

5.4.7 Funktionsstruktur der elektronischen Systemkomponenten

In Abbildung 5.2 werden die konkretisierten funktionalen Komponenten für die elektronische Umsetzung der Messkette als Blockschaltbild dargestellt. Das taktile Gesamtsystem besteht aus mehreren integrierten Auswerteeinheiten, die an den internen Systembus angeschlossen sind. Der interne Systembus stellt sowohl die Hilfsenergie als auch die Datenverbindung zu einer zentralen Steuerungseinheit zur Verfügung. Die Hilfsenergie wird den analogen und digitalen Systemkomponenten intern getrennt zugeführt. Der Mikrocontroller steuert alle Systemkomponenten und verarbeitet die Messsignale:

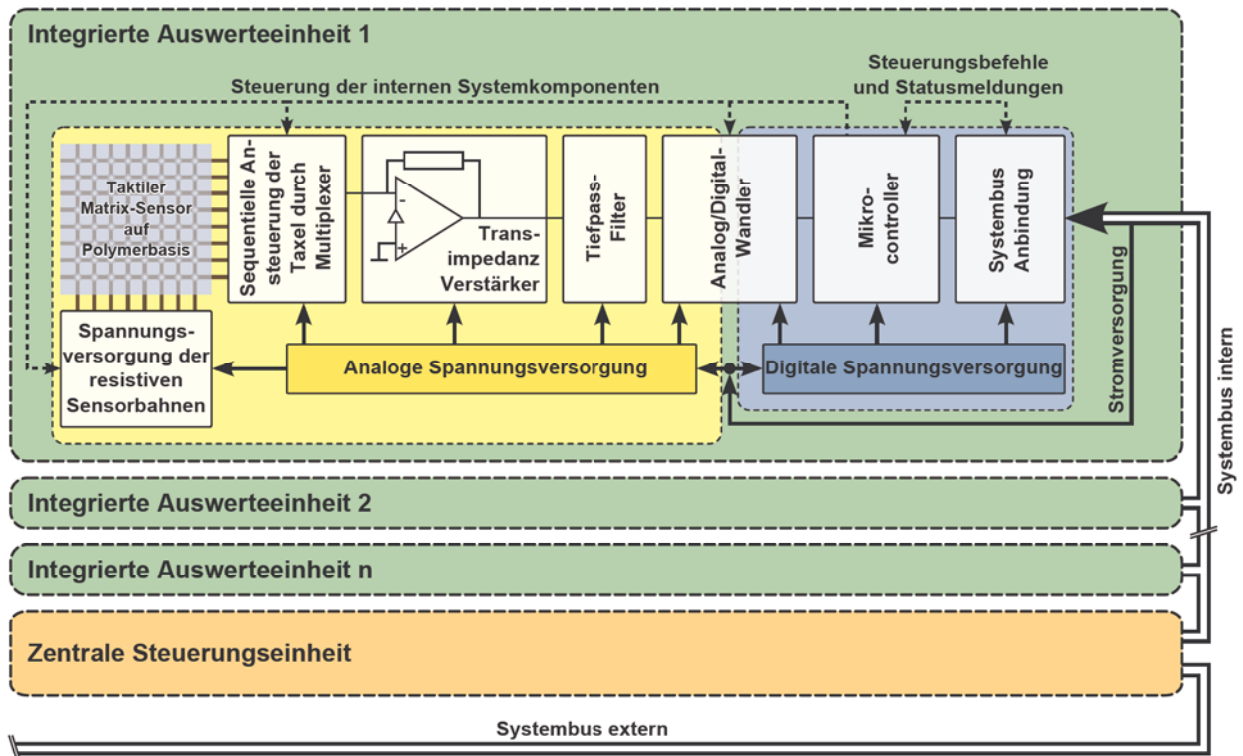


Abbildung 5.2: Funktionsstruktur der elektronischen Auswerteeinheit

5.5 Entwurf der Informationsverarbeitung

Die Informationsverarbeitung der integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren gliedert sich in zwei Bereiche. Einerseits müssen Steuerungsaufgaben für die internen Systemkomponenten und das taktile Gesamtsystem umgesetzt werden, andererseits muss die digitale Signalverarbeitung implementiert werden. In Abbildung 5.3 ist die notwendige Softwarefunktionalität der integrierten Auswerteeinheit dargestellt. Die Funktionen sind entsprechend ihrer Zugehörigkeit zu den funktionalen Einheiten gegliedert. Darüber hinaus wurde der Ablaufplan der Hauptschleife im sensorischen Betrieb eingezeichnet.

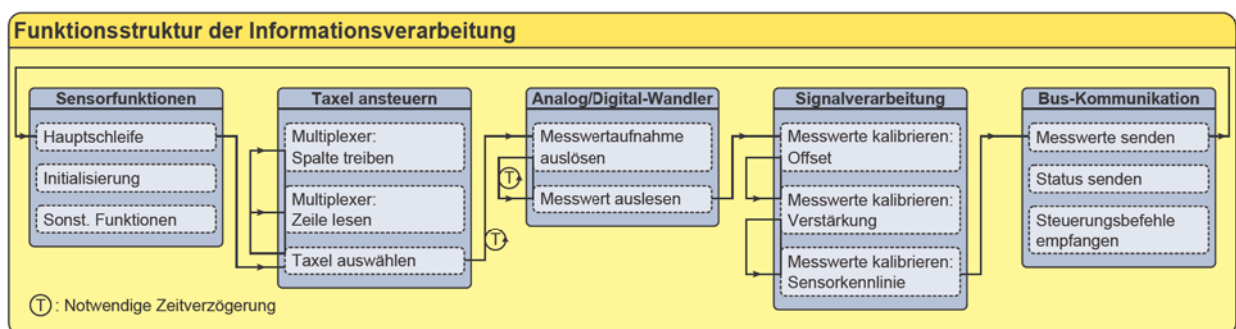


Abbildung 5.3: Funktionsstruktur der Informationsverarbeitung

Die in Abbildung 5.3 dargestellte Funktionalität der Datenverarbeitung wird im folgenden Abschnitt näher erläutert:

Sensorfunktionen Die Auswerteeinheit kann für den Betrieb in unterschiedlichen Grundkonfigurationen ausgelegt werden. Diese lassen sich in den „Freilauf-Modus“ und den „Anfrage-Modus“ unterteilen. Im „Fast-Freerunning-Mode“ (FFM) wird der taktile Matrixsensor so schnell wie möglich ausgelesen und die Daten über den Systembus versendet. Im „Constant-Freerunning-Mode“ (CFM) wird der Messfühler in regelmäßigen Abständen ausgelesen und die Daten über den Systembus versendet. Im „Array-Request-Mode“ (ARM) wird die Auswerteeinheit durch eine übergeordnete Systemkomponente aufgefordert, den Sensor auszulesen und die Daten über den Systembus zu senden. Im „Taxel-Request-Mode“ (TRM) können die Messwerte einzelner Taxel von übergeordneten Systemkomponenten angefordert werden. In Abbildung 5.3 ist die Hauptschleife im FFM-Modus eingezeichnet. Weiterhin muss der Sensor über eine Initialisierungsfunktion verfügen. Die Initialisierung dient dem Kommunikationsaufbau mit internen und externen Systemkomponenten, der Festlegung von Software-Parametern, dem Erfassen einer Kalibrierungsmatrix sowie dem Festlegen der Grundkonfiguration.

Taxel Ansteuerung Der Messfühler wird über einen Multiplexer mit Spannung versorgt und über einen weiteren Multiplexer ausgelesen (siehe Kapitel 6.2.1). Die Auswerteeinheit muss in der Lage sein, diese Multiplexer zu steuern, um gezielt einzelne Taxel anwählen zu können. Multiplexer haben im Allgemeinen eine endliche Umschaltzeit $t_{mux} \neq 0$. Vor dem Auslesen der einzelnen Taxel muss deshalb eine Wartezeit $t_{wait_{mux}} \geq t_{mux}$ eingehalten werden, um sicher zu stellen, dass sich die Multiplexer in einem definierten Zustand befinden.

Analog/Digital-Wandler Das verstärkte und gefilterte Messsignal wird durch den Analog/Digital-Wandler zu einem frei wählbaren Zeitpunkt diskretisiert. Der Zeitpunkt der Wandlung muss durch einen Funktionsaufruf ausgelöst werden können. Im Allgemeinen benötigen Analog/Digital-Wandler eine endliche Zeit $t_{AD} \neq 0$ für die Wandlung und Bereitstellung der Messwerte. Somit muss zwischen der Auslösung einer Messung und dem Auslesen der Messwerte eine Wartezeit $t_{wait_{AD}} \geq t_{AD}$ eingehalten werden.

Signalverarbeitung Zunächst müssen die eingelesenen Messwerte den zugehörigen taktilen Messpunkten des Messfühlers zugeordnet werden. Anschließend wird der taxelspezifische Offset der Messwerte mit Hilfe der Kalibrier-Matrix ausgeglichen. Um den Messwert in eine physikalische Größe umrechnen zu können, müssen diese entsprechend der Sensorkennlinie transformiert werden (siehe Kapitel 7.1).

Bus-Kommunikation Über den Systembus werden Steuerungsbefehle von übergeordneten Systemkomponenten empfangen und Statusmeldungen an diese versendet. Darüber hinaus werden die verarbeiteten Messwerte entweder auf Nachfrage (TRM- und ARM-Modus) oder kontinuierlich (FFM- und CFM-Modus) über den Systembus versendet. Die busspezifischen Funktionen müssen in der Lage sein, Nachrichten zu empfangen, zu interpretieren und die enthaltenen Steuerungsbefehle umzusetzen. Darüber hinaus muss eine Funktion implementiert werden, mit der einzelne Messwerte oder die Messwerte des gesamten Messfühlers gesendet werden können.

6 Implementierung der Messkette

In diesem Kapitel wird aus dem aufgestellten Funktionsmodell der elektronischen Auswerteeinheit (siehe Kapitel 5.4) der schaltungstechnische Entwurf abgeleitet. Die einzelnen funktionalen Einheiten werden dazu mit Hilfe elektronischer Bauelemente implementiert. Im Anschluss wird der Programmcode für die informationstechnische Verarbeitung der Sensordaten auf einem Mikrocontroller beschrieben.

6.1 Festlegung der Zeitintervalle innerhalb eines Messzyklus

Für Auslegung der elektronischen Komponenten ist es notwendig, den zeitlichen Ablauf des Messvorgangs näher zu spezifizieren. Die angestrebte Messrate für den gesamten Messfühler beträgt $\text{MPS} = 100\text{s}^{-1}$. Der Messfühler besteht aus insgesamt $z_{\text{Taxel}} = 64$ taktilen Elementen. Die Datenmenge pro Messwert und Taxel beträgt $D_{\text{Taxel}} = 16$ Bit (siehe Kapitel 6.2.3). Somit wird für einen Messfühler pro Messzyklus die in Gleichung 6.1 berechnete Datenmenge erzeugt:

$$D_{\text{Zyklus}} = z_{\text{Taxel}} \cdot D_{\text{Taxel}} = 1024 \text{ Bit} \quad (6.1)$$

Der CAN-Bus verfügt über eine maximale effektive Datenübertragungsrate von $C_{\text{CAN}} = 489 \text{ kBit/s}$ unter der Verwendung der erweiterten Identifikationsnummer (siehe Kapitel 6.2.5). Somit wird für das Übermitteln der Messwerte aller Taxel pro Messzyklus die in Gleichung 6.2 berechnete Zeitspanne benötigt: [16, S.65 ff.]

$$t_{\text{SendenMin}} = D_{\text{Zyklus}} / C_{\text{CAN}} = 2,094 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad (6.2)$$

Sofern mehrere taktile Auswerteeinheiten an einem Bus angeschlossen sind oder Kollisionen bei der Datenübertragung auftreten, sinkt die effektive Datenrate pro Auswerteeinheit. Aus diesem Grund wird für das Senden der Messwerte die in Gleichung 6.3 angegebene Zeitspanne veranschlagt:

$$t_{\text{Senden}} = 3,0 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad (6.3)$$

Für die Datenverarbeitung werden pro Taxel $n_{\text{Verarbeitung}} = 500$ Taktzyklen des Mikrocontrollers vorgesehen. Die Taktrate des Mikrocontrollers beträgt $f_{\text{clk}} = 16 \text{ MHz}$ (siehe Kapitel 6.2.4). Für die Verarbeitung der Messwerte eines Messzyklus steht somit das in Gleichung 6.4 berechnete Zeitintervall zur Verfügung:

$$t_{\text{Verarbeitung}} = (z_{\text{Taxel}} \cdot n_{\text{Verarbeitung}}) / f_{\text{clk}} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad (6.4)$$

Um die angestrebte Messrate zu erzielen, steht für das Messen und Wandeln des Signals eines einzelnen Taxels die in Gleichung 6.5 berechnete Zeitspanne zur Verfügung:

$$t_{\text{Taxel}} = (\text{MPS}^{-1} - t_{\text{Verarbeitung}} - t_{\text{Senden}}) / z_{\text{Taxel}} = 78,125 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (6.5)$$

Die berechneten Zeitintervalle werden als Grundlage für die schaltungstechnische Auslegung der Auswerteeinheit sowie für die Auswahl der Bauteile verwendet. In Abbildung 6.1 ist der um Zeitangaben erweiterte Messzyklus als Flussdiagramm dargestellt:

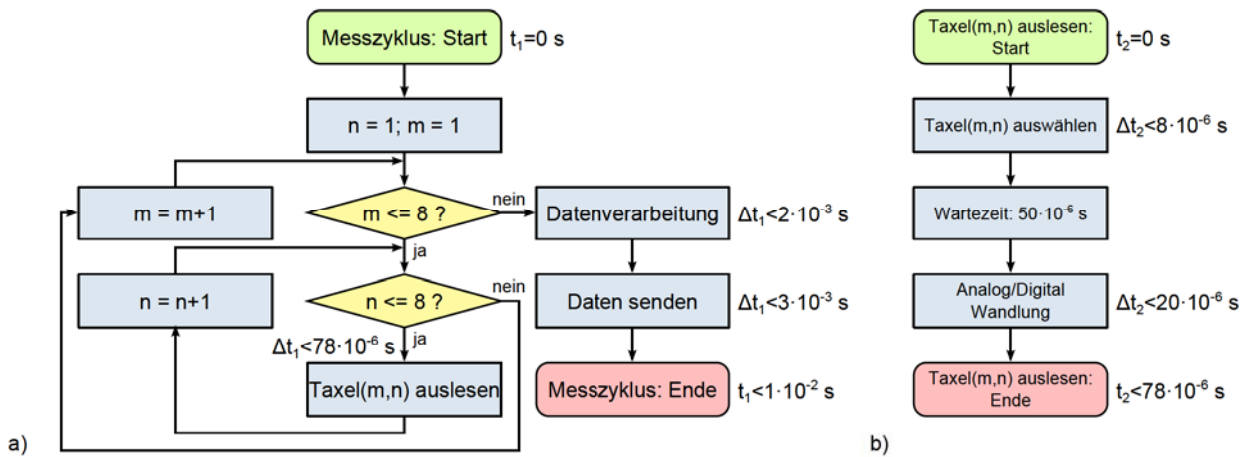


Abbildung 6.1: Darstellung eines Messzyklus als Flussdiagramm mit Zeitangaben: a) Messzyklus als Flussdiagramm, b) Auslesen eines Taxels als Flussdiagramm

6.2 Schaltungstechnische Auslegung und Bauteil Auswahl

In diesem Kapitel wird die schaltungstechnische Implementierung der elektronischen Auswerteeinheit für taktile Sensoren durchgeführt. Als Grundlage für die schaltungstechnische Umsetzung dienen dabei die in Kapitel 5.4 festgelegten Anforderungen an die funktionalen Einheiten sowie die in Kapitel 6.1 festgelegten Zeitintervalle.

6.2.1 Implementierung der Ansteuerung einzelner Taxel

In Kapitel 5.4.1 wurde gezeigt, dass sich die querstrombedingte Messwertbeeinflussung durch sequentielles Auslesen der einzelnen Taxel minimieren lässt. Um einzelne taktile Elemente ansteuern zu können, darf zu jedem Zeitpunkt lediglich eine Versorgungsleitung und eine Messleitung mit dem Messfühler verbunden sein. Diese Anforderung an die Ansteuerung der Taxel könnte durch mechanische Schalter bzw. Relais realisiert werden. Die maximale Schaltfrequenz und Baugröße von Relais widerspricht jedoch den Forderungen nach einer hohen Messrate und geringen Größe der integrierten Auswerteeinheit (siehe Kapitel 5.1). [62, S.529]

Elektronisch steuerbare Schalter können durch die Verschaltung zweier komplementärer Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren zu einem Transmissiongate erzeugt werden. Diese Art von elektronischen Schaltern wird in Analogmultiplexern verwendet, um einen von mehreren Eingangskanälen mit einem Ausgangskanal zu verbinden. Bedingt durch die Realisierung der elektronischen Schalter als Transmissiongate besteht kein Unterschied zwischen einem analogen Multiplexer und Demultiplexer. Analogmultiplexer unterscheiden sich durch die Anzahl der Eingänge, die Ansteuerung der digitalen Logik, den maximalen Durchgangswiderstand sowie die benötigte Schaltzeit. Darüber hinaus bestehen Unterschiede in der Verlustleistung, der schaltbaren Spannung und der internen Speicherung von Schaltzuständen. [59, S. 967 f.]

Um die funktionalen Anforderungen zu erfüllen, müssen die Analogmultiplexer über acht schaltbare Ausgänge für die Spannungsversorgung und acht schaltbare Eingänge für die Messleitungen verfügen. Der Durchgangswiderstand R_{On} darf zu keiner signifikanten Beeinflussung des Messergebnisses führen. Darüber hinaus muss der Analogmultiplexer über eine kurze Schaltzeit verfügen, um eine hohe Messrate zu ermöglichen. In Tabelle 6.1 sind die relevanten Kennwerte einiger exemplarischer Analogmultiplexer zusammengefasst: [59, S.969] [30]

Typ	Hersteller	Funktion	R_{On}	Spannungsbereich	Schaltzeit
74HC4051	Philips	1x8	60 Ω	± 5 V	20 ns
DG408	Maxim	1x8	80 Ω	± 15 V	200 ns
DG485	Siliconix	1x8	55 Ω	± 15 V	160 ns
Max378	Maxim	1x8	2000 Ω	± 15 V	300 ns
DG458	Harris	1x8	80 Ω	± 15 V	200 ns
HV22816	Supertex	1x8	22 Ω	± 80 V	4000 ns
Max310	Maxim	1x8	150 Ω	± 12 V	300 ns
ADG408	Analog Device	1x8	80 Ω	± 15 V	200 ns
ADG526	Analog Device	1x8	80 Ω	± 15 V	200 ns
MAX308	Maxim	1x8	60 Ω	± 15 V	200 ns
MAX4617	Maxim	1x8	10 Ω	+ 5 V	15 ns

Tabelle 6.1: Kenndaten exemplarischer Analogmultiplexer mit acht Eingängen und einem Ausgang

Der Analogmultiplexer „MAX4617“ von Maxim verfügt über einen niedrigen Durchgangswiderstand $R_{On} = 10\Omega$ und eine geringe Schaltzeit $t_{Mux} = 15ns$. Er erfüllt die Anforderungen für die Implementierung der Ansteuerung einzelner Taxel am besten und wird daher für den schaltungstechnischen Entwurf ausgewählt. [30]

6.2.2 Implementierung des Messverstärkers und Tiefpassfilters

Der vorliegende Messfühler kann in Abhängigkeit der äußerer Beschaltung als kraftabhängiger Ersatzwiderstand R_E modelliert werden (siehe Kapitel 4.3.3). Der Messfühler wird über zwei analoge Multiplexer vom Typ MAX4617 angesteuert (siehe Kapitel 6.2.1). Die Multiplexer besitzen einen Durchgangswiderstand $R_{MUX} = R_{On} = 10\Omega$ und eine parasitäre Kapazität $C_{MUX} = 32pF$. In Kapitel 5.4.2 wurde gezeigt, dass der Messverstärker als Transimpedanzverstärker ausgeführt werden sollte, um die Sensorkennlinie näherungsweise zu linearisieren. Neben der Messwertverstärkung ist es notwendig, das Messsignal zu filtern. Ein Tiefpassfilter reduziert die Bandbreite des Messsignals und damit auch die Rauschleistung. Abbildung 6.2 zeigt die schaltungstechnische Implementierung eines Transimpedanzverstärkers mit einem Tiefpassfilter 3. Ordnung: [30, S.2 f.]

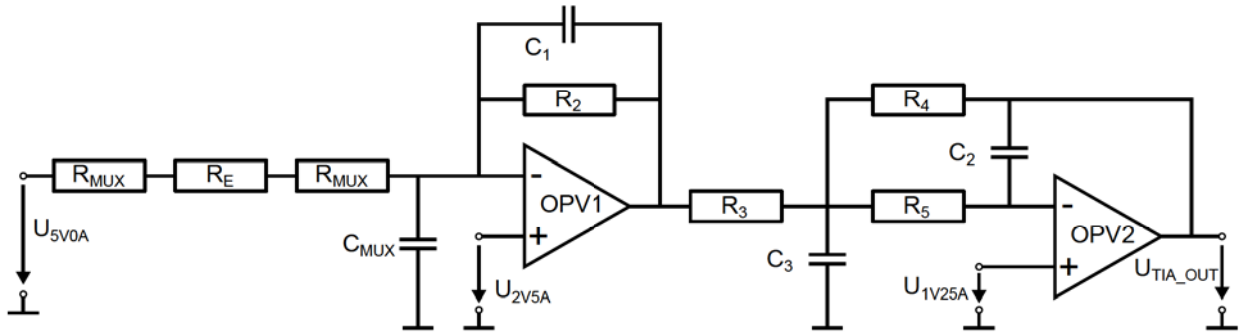


Abbildung 6.2: Schaltungstechnische Implementierung eines Transimpedanzverstärkers mit Tiefpassfilter 3. Ordnung

Die Bezeichnungen der Widerstände und Kondensatoren wurden in Anlehnung an den Tiefpassfilter 3. Ordnung aus Kapitel 2.2.3.2 gewählt. Der Widerstand R_1 wurde durch eine Reihenschaltung aus den beiden Durchgangswiderständen der Analogmultiplexer R_{MUX} und dem Ersatzwiderstand R_E des Messfühlers ersetzt. Darüber hinaus wurde dem Schaltbild die relevante parasitäre Kapazität $C_{MUX} = 32\text{pF}$ hinzugefügt. [30, S.2 f.]

Das Messsignal wird bedingt durch den geringen zur Verfügung stehenden Bauraum erst nach dem Multiplexer gefiltert. Dadurch wird dem Messsignal ein Sprungverhalten aufgeprägt, das den Einsatz von Tiefpassfiltern erschwert. In Tabelle 2.1 wurden die Vor- und Nachteile verschiedener Auslegungen von Tiefpassfiltern gegenübergestellt. Bessel-Tiefpassfilter zeigen ein optimales Rechteckübertragungsverhalten und eignen sich somit am besten für die Messung eines Messsignals mit Sprungverhalten. [59, S.824 f.]

Unter Vernachlässigung der parasitären Kapazität besitzt die Schaltung aus Abbildung 6.2 die in Gleichung 6.6 dargestellte Übertragungsfunktion (vgl. Kapitel 2.2.3.2):

$$\begin{aligned}
 A(s) &= A_1 \cdot A_2 \\
 &= -\frac{R_2}{2R_{MUX} + R_E} \cdot \frac{1}{1 + (R_2 C_1)s} \cdot -\frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1}{1 + (C_2(R_4 + R_5 + \frac{R_4 + R_5}{R_3}))s + (C_2 C_3 R_4 R_5)s^2} \\
 &= \frac{R_2 R_4}{(2R_{MUX} + R_E)R_3} \cdot \frac{1}{(1 + a_1 s + b_1 s^2) \cdot (1 + a_2 s + b_2 s^2)} \\
 &\text{, mit} \\
 a_1 &= R_2 C_1 \\
 b_1 &= 0 \\
 a_2 &= C_2(R_4 + R_5 + \frac{R_4 + R_5}{R_3}) \\
 b_2 &= C_2 C_3 R_4 R_5
 \end{aligned} \tag{6.6}$$

Die normierten Koeffizienten a_{1n} , b_{1n} , a_{2n} und b_{2n} für einen Besselfilter 3. Ordnung können aus einem Tabellenwerk entnommen werden und sind in Gleichung 6.7 angegeben: [59, S.829]

$$\begin{aligned}
 a_{1n} &= 0,7560 & b_{1n} &= 0 \\
 a_{2n} &= 0,9996 & b_{2n} &= 0,4722
 \end{aligned} \tag{6.7}$$

Für die Ansteuerung der jeweiligen Taxel, den Messvorgang und die Wandlung des Messsignals steht eine Zeitspanne von $t_{Taxel} = 78,125 \cdot 10^{-6} s$ zur Verfügung (siehe Kapitel 6.1). Der Tiefpassfilter soll so ausgelegt werden, dass die Einschwingdauer $t_{schwing}$ für eine Messung mit 8Bit Genauigkeit $10 \mu s$ beträgt. Die Filterkoeffizienten, die diese Bedingung erfüllen und zu einem Bessel-Filter führen, wurden numerisch berechnet und sind in Gleichung 6.8 gegeben:

$$\begin{aligned} a_1 &= 1,360936094 \cdot 10^{-6} s & b_1 &= 0 s^2 \\ a_2 &= 1,799459946 \cdot 10^{-6} s & b_2 &= 1,546437272 \cdot 10^{-12} s^2 \end{aligned} \quad (6.8)$$

Die Grenzfrequenz des beschriebenen Filters liegt bei $f_g = 87,7 kHz$. Durch einen Koeffizientenvergleich mit der Gleichung 6.6 lässt sich das Gleichungssystem 6.9 aufstellen:

$$a_1 = 1,360936094 \cdot 10^{-6} \Omega F = R_2 C_1 \quad (6.9a)$$

$$a_2 = 1,799459946 \cdot 10^{-6} \Omega F = C_2 (R_4 + R_5 + \frac{R_4 + R_5}{R_3}) \quad (6.9b)$$

$$b_2 = 1,546437272 \cdot 10^{-12} \Omega^2 F^2 = C_2 C_3 R_4 R_5 \quad (6.9c)$$

Der Widerstand R_2 wird durch die resistiven Eigenschaften des Messfühlers vorgegeben und sollte nicht größer als der minimale Ersatzwiderstand R_E des resistiven Netzwerks bei beliebiger Beschaltung und Belastung sein. Für den vorliegenden Messfühler erfüllt ein Widerstand $R_2 = 20,0 k\Omega$ diese Bedingung. Die Kapazität des Kondensators C_1 ergibt sich somit zu:

$$C_1 = \frac{a_1}{R_2} = 68,0 pF \quad (6.10)$$

Der Verstärkungsfaktor der zweiten Filterstufe soll $V_2 = -1$ betragen. Daher muss gemäß Gleichung 6.6 $R_4 = R_3$ gelten. Damit der Widerstand von R_2 einen reellen Wert annimmt, muss Bedingung 6.11 gelten: [59, S.839]

$$C_3 \geq \frac{4b_{2n}(1 - V_2)}{a_{2n}^2} C_2 \quad (6.11)$$

Die Kapazitäten der Kondensatoren werden entsprechend der Normreihe E6 auf $C_2 = 100 pF$ und $C_3 = 470 pF$ festgelegt und erfüllen damit die Bedingung 6.11. Die Berechnung der Widerstände erfolgt in Gleichung 6.12: [59, S.839]

$$R_4 = R_3 = \frac{a_{2n} C_3 - \sqrt{a_{2n}^2 C_3^2 - 4 C_2 C_3 b_{2n} (1 - V_2)}}{4 \pi f_g C_2 C_3} = 5147 \Omega \quad (6.12a)$$

$$R_5 = \frac{b_{2n}}{4 \pi^2 f_g C_2 C_3 R_4} = 6496 \Omega \quad (6.12b)$$

Für die Implementierung des Messverstärkers ist die Auswahl eines Operationsverstärkers notwendig. In Tabelle 6.2 sind einige exemplarische Operationsverstärker aufgelistet, deren Eignung für den Einsatz im Messverstärker näher untersucht wurde: [59, S.587] [57]

Typ	LMC6442	LMH6643	LMV722	OPA2244	OPA2380
Hersteller	National	National	National	Texas I.	Texas I.
Offset-Spannung	1mV	1mV	$20\mu\text{V}$	$200\mu\text{V}$	$4\mu\text{V}$
Eingangs-Ruhestrom	5fA	$2\mu\text{A}$	260nA	2nA	3pA
Anstiegsrate	4V/ms	$130\text{V}/\mu\text{s}$	$5\text{V}/\mu\text{s}$	100V/ms	$80\text{V}/\mu\text{s}$
Betriebsspannung min/max	$1,8/11\text{V}$	$3/12\text{V}$	$2,2/5,5\text{V}$	$2,7/36\text{V}$	$2,7/5,5\text{V}$
OPV je Gehäuse	2	2	2	2	2

Tabelle 6.2: Kenndaten exemplarischer Operationsverstärker

Der Operationsverstärker „OPA2380“ von Texas Instruments ist durch die Kombination einer niedrigen Offset-Spannung, des niedrigen Eingangs-Ruhestroms und der hohen Anstiegsrate sehr gut für die Implementierung des Messverstärkers geeignet. Um die Berechnung des Tiefpassfilters und die Auswahl des Operationsverstärkers zu verifizieren, wurde die Sprungantwort der Messverstärkerschaltung (siehe Abbildung 6.2) simuliert. Das Ergebnis der Simulation ist in Abbildung 6.3 dargestellt: [57]

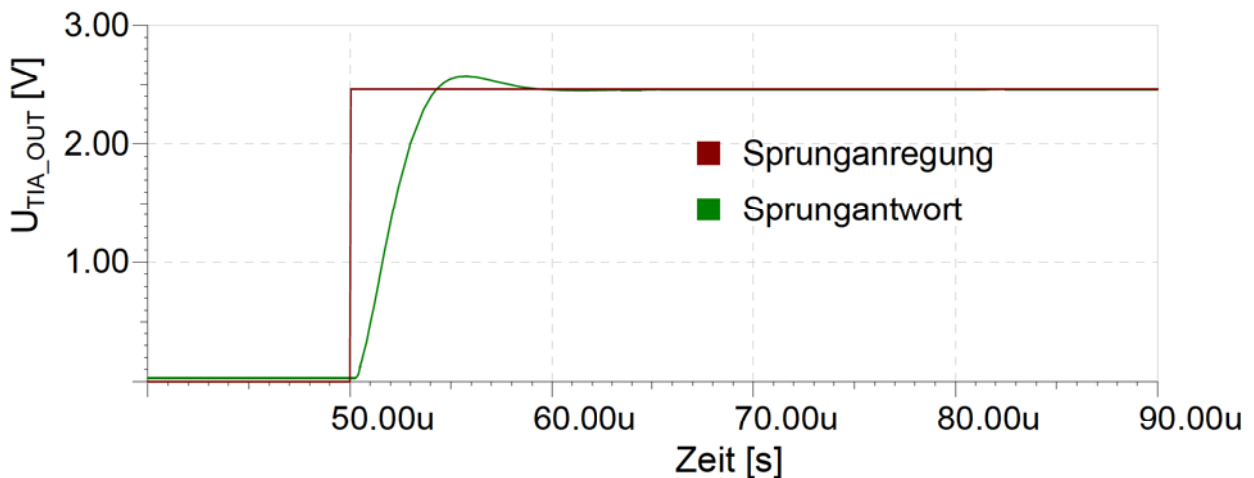


Abbildung 6.3: Simulation der Sprungantwort der schaltungstechnischen Umsetzung des Messverstärkers

Aus der Simulation der Sprungantwort ist eine Einschwingdauer $t_{\text{schwing}} \approx 10 \mu\text{s}$ zu entnehmen. Die berechneten Widerstände und Kapazitäten für den Bessel-Filter 3. Ordnung sind somit bestätigt. Die Auswahl des Operationsverstärkers „OPA2380“ wurde ebenfalls durch das Simulationsergebnis verifiziert.

6.2.3 Implementierung des Analog/Digital-Wandlers

In Kapitel 2.2.4 wurden die prinzipiellen Verfahren, nach denen AD-Wandler arbeiten, beschrieben. Unter Beachtung der Anforderungen an den AD-Wandler, die in Kapitel 5.4.3 festgelegt wurden, stellt das Wäge-Verfahren einen guten Kompromiss zwischen der Wandlungsgeschwindigkeit, der Auflösung und dem Aufwand der internen Implementierung dar. [59, S.1000]

Der Zeitpunkt der Wandlung wird durch einen externen Steuerungsbefehl vorgegeben. Daher muss der AD-Wandler über ein Abtast-Halte-Glied verfügen, um den Signalpegel ab dem Wandlungszeitpunkt und während der sukzessiven Wandlung konstant zu halten. Das maximale Zeitintervall für die Wandlung des Eingangssignals und die Ausgabe der digitalisierten Messwerte kann aus Abbildung 6.1 entnommen werden und beträgt $t_{Wandeln} < 20 \cdot 10^{-6}s$. Die Messrate $f_{Wandeln}$ des AD-Wandlers muss somit größer als $1/t_{Wandeln} = 50kHz$ sein. [59, S.977]

Der Quantisierungsfehler U_{quant} des AD-Wandlers wird durch seine Auflösung und den Messbereich bestimmt und ist in Gleichung 6.13 für die Diskretisierung einer Spannung im Bereich von $0 \dots 2,5V$ mit einer Genauigkeit von 16 Bit gegeben: [59, S.1000]

$$U_{quant} = \pm \frac{1}{2} U_{LSB} = \pm \frac{1}{2} \frac{2,5V}{2^{16} - 1} = \pm 19,1 \mu V \quad (6.13)$$

In Tabelle 6.3 ist die Einschwingzeit des Tiefpassfilters aus Kapitel 6.2.2 in Abhängigkeit der gewünschten Messgenauigkeit angegeben. Die Abweichung des Messsignals vom stationären Endwert muss kleiner sein, als das halbe Quantisierungsintervall:

Auflösung [Bit]	1	2	3	4	5	6	7	8
Quantisierungsintervall [mV]	1250	625	313	156	78,1	39,1	19,5	9,76
Einschwingzeit [μs]	3,03	4,18	5,03	5,7	6,22	6,61	6,88	10
Auflösung [Bit]	9	10	11	12	13	14	15	16
Quantisierungsintervall [mV]	4,88	2,44	1,22	0,61	0,305	0,153	0,0763	0,0382
Einschwingzeit [μs]	10,8	11,2	14,1	15,5	16,3	16,9	17,4	19,6

Tabelle 6.3: Einschwingzeit in Abhängigkeit der Messgenauigkeit in Bits

Die Wartezeit zwischen dem Anwählen eines Taxels und dem Auslesen der Messwerte hängt somit von der angestrebten Messgenauigkeit ab. Um eine höhere Messgenauigkeit zu erzielen, ist es darüber hinaus möglich, während dem Zeitintervall $t_{Wandeln}$ mehrere Messungen durchzuführen und einen gemittelten Messwert zu berechnen. Dieses Verfahren wird auch als Dithering bezeichnet. In Tabelle 6.4 sind mehrere exemplarische AD-Wandler aufgelistet, die nach dem Wäge-Verfahren arbeiten und für den Einsatz in der integrierten Auswerteeinheit näher in Betracht gezogen wurden: [48, S.274] [59, S. 1012] [55]

Typ	Hersteller	Kanäle	Auflösung	Abtast- frequenz	Betriebs- spannung	Referenz	Ausgang
AD7664	Analog D.	1	16 Bit	570 kHz	5 V	extern	parallel
TLC4541	Texas I.	1	16 Bit	200 kHz	5 V	extern	seriell
ADS8319	Texas I.	1	16 Bit	500 kHz	5 V	extern	seriell
LTC1865	Lin. Tech.	2	16 Bit	250 kHz	5 V	extern	seriell
LTC1401	Lin. Tech.	1	12 Bit	200 kHz	3,3 V	1,2 V	seriell

Tabelle 6.4: Kennwerte exemplarischer Analog/Digital-Wandler

Der AD-Wandler „ADS8319“ von Texas Instruments zeichnet sich durch seine hohe Messrate und Auflösung aus. Die serielle SPI-Schnittstelle ermöglicht eine kleine Bauform des AD-Wandlers, da für die Datenübertragung lediglich drei Leitungen benötigt werden. Die hohe Messrate des „ADS8319“ ermöglicht die Überabtastung des Messsignals, wodurch die Messgenauigkeit gesteigert werden kann. Somit ist dieser AD-Wandler sehr gut für die schaltungstechnische Implementierung der integrierten Auswerteeinheit geeignet. [55]

6.2.4 Implementierung der digitalen Datenverarbeitung

Die Anforderungen an die Datenverarbeitung bestehen aus der sequentiellen Steuerung der Systemkomponenten und der digitalen Signalverarbeitung (siehe Kapitel 5.4.4). In Kapitel 2.2.5 wurde der Aufbau und die funktionalen Bestandteile von Mikrocontrollern näher beschrieben. Durch die Integration eines Mikroprozessors, der Speicherbausteine und weiterer Peripheriekomponenten in einem integrierten Schaltkreis eignen sich Mikrocontroller sehr gut für die Umsetzung der digitalen Datenverarbeitung.

Die dezentrale Struktur des taktilen Gesamtsystems führt zu einer Verteilung der notwendigen Rechenleistung auf mehrere Subsysteme. Jedes dieser Subsysteme ist für die Verarbeitung der taktilen Informationen eines Messfühlers zuständig. Die Rechenleistung von Mikrocontrollern reicht aus, um dieses Anforderungsprofil zu erfüllen. In Tabelle 6.5 sind die Kennwerte einiger exemplarischer Mikrocontroller mit integrierter CAN-Schnittstelle dargestellt: [1]

Typ	Hersteller	Takt- frequenz	MIPS	Flash- Speicher	Spannung	CAN	SPI	Pins
AT90CAN128	Atmel	16 MHz	16	128 kByte	2,7 - 5,5 V	ja	1	64
ATmega64M1	Atmel	16 MHz	16	64 kByte	2,7 - 5,5 V	ja	1	32
PIC18F2680	Microchip	40 MHz	10	64 kByte	2,0 - 5,5 V	ja	0	28
PIC18F46K80	Microchip	44 MHz	16	64 kByte	1,8 - 5,5 V	ja	1	44
TMS320F241	Texas I.	20 MHz	20	16 kByte	5,0 V	ja	3	68
TMS320F243	Texas I.	20 MHz	20	16 kByte	5,0 V	ja	3	144

Tabelle 6.5: Kennwerte exemplarischer Mikrocontroller

Der Mikrocontroller „ATmega64M1“ von Atmel ist für die Implementierung der integrierten Auswerteeinheit aufgrund der geringen Baugröße, der vorhandenen SPI-Schnittstelle und der hohen Rechenleistung sehr gut geeignet. In Kapitel 2.2.5 wird der Funktionsumfang des „ATmega64M1“ näher beschrieben. [1]

6.2.5 Implementierung der CAN-Bus-Schnittstelle

In Kapitel 5.4.5 wurden die Eigenschaften der CAN-Schnittstelle näher erläutert. Der verwendete Mikrocontroller (siehe Kapitel 6.2.4) verfügt über einen integrierten CAN-Controller. Für die Anbindung an den Systembus müssen die logischen Signalpegel des CAN-Controllers verstärkt werden. Zu diesem Zweck wird der integrierte Treiberbaustein „MCP2551“ von Microchip verwendet. Dieser CAN-Treiber ist mit den Anforderungen aus der Norm ISO-11898 kompatibel und unterstützt eine maximale Datenübertragungsrate von 1 MBit/s . [16, S.117 ff.]

Die Anbindung der integrierten Auswerteeinheit an den Systembus erfolgt durch den Anschluss an das vieradrige geschirmte Bus-Kabel. Zwei Adern des Kabels dienen der Spannungsversorgung der Teilnehmer. Die Versorgungsspannung U_{BUS} beträgt $7,0\text{ V}$. Über die beiden anderen Adern des Bus-Kabels werden die differentiellen CAN-Signale gesendet. Die Signalübertragungsleitungen sind verdreht und separat geschirmt auszuführen (Siehe Abbildung 2.14). [16, S.21 ff.]

6.2.6 Implementierung der Spannungsversorgung

Für die Spannungsversorgung der Bauteile werden insgesamt drei Spannungsquellen für den analogen Schaltungsteil und eine Spannungsquelle für den digitalen Schaltungsteil benötigt. Der integrierten Auswerteeinheit wird über die Versorgungsleitungen des Bus-Kabels eine Spannung U_{BUS} von 7 V zur Verfügung gestellt. Diese Spannung wird mit einem Low Drop-Out (LDO) Spannungsregler auf $U_{5V0D} = 5\text{ V}$ geregelt.

LDO-Spannungsregler sind lineare Spannungsregler, deren Eingangsspannung lediglich einige 100 mV über der Ausgangsspannung liegen muss. Sie besitzen gegenüber Schalt-Spannungsreglern den Vorteil, dass keine elektromagnetische Interferenzen durch hochfrequente Schaltvorgänge erzeugt werden. Für die integrierte Auswerteeinheit kommt der LDO-Spannungsregler „REG1117-5“ von Texas Instruments zum Einsatz. [23, S.95] [58]

Die analogen Referenzspannungen werden durch LDO-Referenzspannungsquellen erzeugt, deren Ausgangsspannung eine sehr geringe thermische Abhängigkeit aufweist. In der Implementierung der integrierten Auswerteeinheit kommen die Referenzspannungsquellen „REF2912“, „REF2925“ und „REF3225“ von Texas Instruments zum Einsatz. [23, S. 102] [54] [56]

6.2.7 Schaltplan der integrierten Auswerteeinheit

Der Schaltplan der integrierten Auswerteeinheit ergibt sich aus der Kombination der in Kapitel 6.2 durchgeführten Auslegungsberechnungen. Die ausgewählten Bauteile werden nach den Vorgaben aus den Datenblättern beschaltet, um einen Betriebszustand innerhalb der Spezifikation zu gewährleisten. Die Kommunikationsschnittstellen zwischen integrierten Schaltkreisen werden so ausgeführt, dass beide Kommunikationspartner den gewählten Schnittstellenmodus unterstützen.

Die Widerstandsgrößen und Kapazitäten werden so aus den verfügbaren Normreihen gewählt, dass sie möglichst wenig von den berechneten Bauteilwerten abweichen. Durch dieses Vorgehen wird die Verfügbarkeit der Bauteile sichergestellt. Der Schaltplan der integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren ist in Abbildung A.1 dargestellt.

6.3 Erstellung des Platinen-Layouts

Leiterplatten stellen die Realisierung des abstrakten Schaltplans dar. Sie bestehen aus einem isolierenden Substrat, auf dessen Oberfläche leitfähige Bahnen verlaufen, die der Kontaktierung der Bauelemente dienen. Die leitfähigen Bahnen werden so zwischen den Bauelementen angeordnet, dass sie die Verbindungen aus dem Schaltplan widerspiegeln. Je nach Komplexität der Schaltung und der gewünschten Packungsdichte werden die Leiterbahnen aus 1 bis 48 leitfähigen Schichten zusammengesetzt, die jeweils durch isolierende Substratschichten getrennt sind. [39, S.154]

Die elektronischen Bauteile lassen sich in Abhängigkeit der Montage auf der Leiterplatte in zwei Kategorien einteilen. Bauelemente mit bedrahteten Kontakten (THMD: through hole mounted devices) werden in die vorgesehenen Löcher der Leiterplatte gesteckt und mit Lot fixiert. Hingegen werden Bauelemente ohne bedrahtete Kontakte (SMD: surface mounted devices) mit Lot an den vorgesehenen Kontaktpunkten auf der Oberfläche der Leiterplatte verbunden. [39, S.153]

Mehrlagige Leiterplatten verfügen in der Regel über dedizierte Versorgungsschichten. Diese Schichten dienen der Spannungsversorgung der Bauelemente und werden nach Möglichkeit flächig ausgeführt um Leiterbahnschleifen zu vermeiden. Vierlagige Leiterplatten bestehen aus zwei innenliegenden Versorgungsschichten und zwei außenliegenden Signalschichten. [39, S.159]

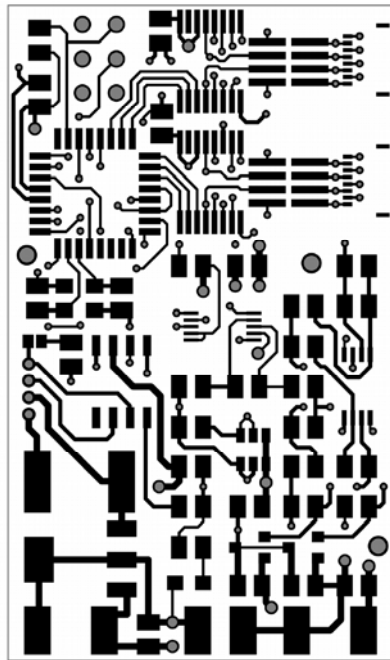
Das Layout muss so entworfen werden, dass ein fertigungsbedingter Mindestabstand zwischen zwei benachbarten Leiterbahnen nicht unterschritten wird. Darüber hinaus sollte eine Leiterbahn der Dicke $35\mu m$, durch die der Strom I fließt, mindestens die Breite W_{min} besitzen: [39, S.161]

$$W_{min} = 0,36mm \cdot \frac{I}{A} \quad (6.14)$$

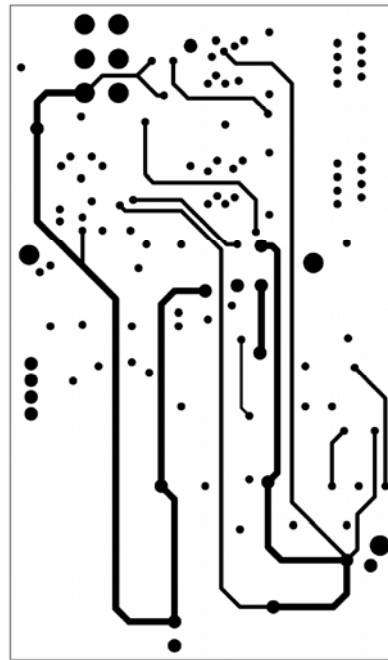
Für das Layout der integrierten Auswerteeinheit wird ein Leiterplattenaufbau aus vier Schichten gewählt. Die äußeren Schichten dienen der Signalführung, wohingegen die inneren Schichten als Versorgungsschichten ausgelegt werden. Die Platine wird einseitig bestückt und ist 49 mm lang und 29 mm breit. Auf der Unterseite der Platine befinden sich Kontakte, die für beliebige Entwicklungszwecke genutzt werden können und mit ungenutzten Datenleitungen des Mikrocontrollers verbunden sind.

Das Übersprechen des hochfrequenten digitalen Schaltungsteils auf den niederfrequenten analogen Schaltungsteil muss vermieden werden, um hohe Messgenauigkeiten zu erzielen. Deshalb wird bei der Layouterstellung darauf geachtet, die Bauelemente entsprechend ihrer Zuordnung zum analogen bzw. digitalen Schaltungsteil anzuordnen (siehe Kapitel 5.4.6). Die räumliche Trennung der digitalen und analogen Bauelemente ermöglicht es, zwei getrennte Masseflächen zu erzeugen, die lediglich an einem Punkt miteinander verbunden sind. [37, S.337]

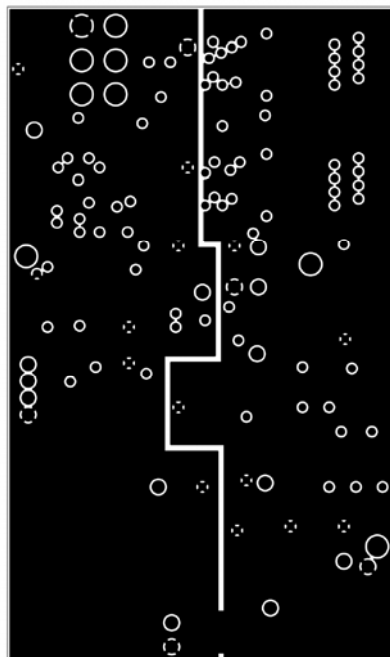
Die einzelnen Schichten des Layouts der integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren sind in Abbildung 6.4 dargestellt:



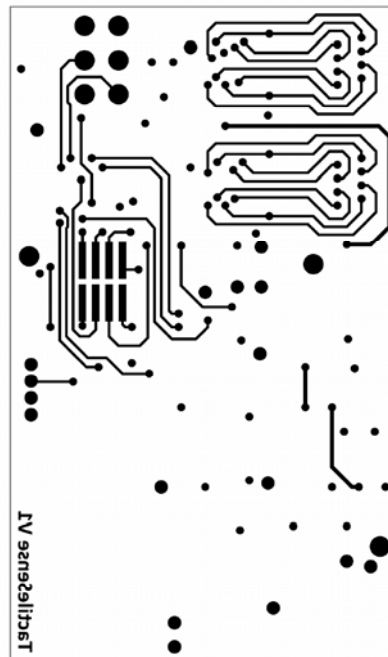
a) Layout Auswerteeinheit: Layer 1



b) Layout Auswerteeinheit: Layer 2



c) Layout Auswerteeinheit: Layer 3



d) Layout Auswerteeinheit: Layer 4

Abbildung 6.4: Layout der integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren: a) obere Signalschicht mit Kontaktflächen für die Bauteilplatzierung, b) innenliegende Versorgungsschicht mit sternförmig geführten Leiterbahnen, c) innenliegende Masseschicht mit zwei getrennten Masseflächen, d) untere Signalschicht mit Kontakten für beliebige Entwicklungsaufgaben

Die Fertigung der Platine wurde bei einem externen Dienstleister in Auftrag gegeben. Für den geplanten Aufbau von taktilen Messsystemen mit mehreren dezentralen Auswerteeinheiten werden mehrere Einzelplatinen benötigt. Deshalb wurde das Platinenlayout im Nutzen gefertigt. Jeder Nutzen besteht aus 10 Auswerteeinheiten, die nach der Fertigung des Nutzens separiert werden können. Die Vorderseite des Nutzens ist in Abbildung 6.5 dargestellt:

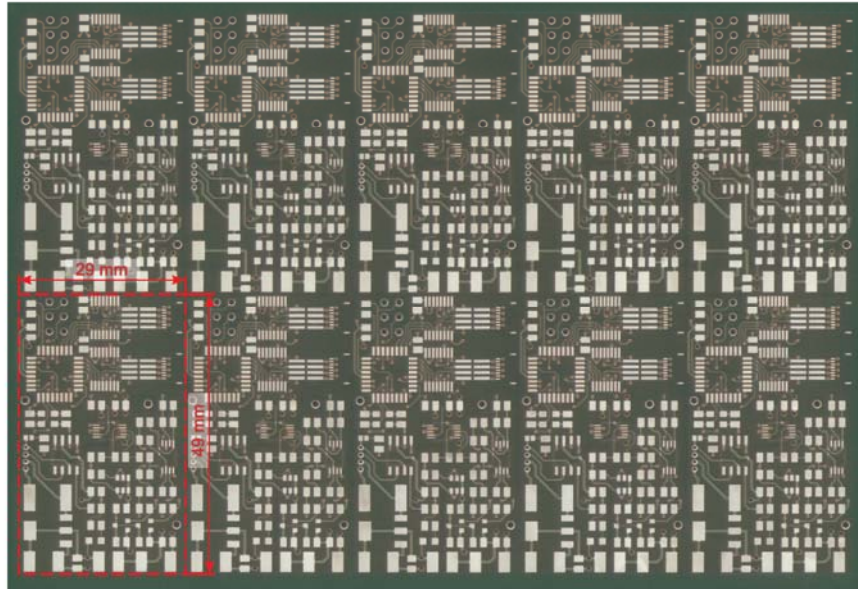


Abbildung 6.5: Vorderseite der gefertigten Platine: Der Nutzen besteht aus zehn Einzelplatinen der Breite 29 mm und der Höhe 49 mm. Die Leiterbahnen werden durch grünen Lötstopplack isoliert. Die metallischen Kontaktstellen dienen der Montage und Kontaktierung der Bauteile.

Die Bestückung der ersten Prototypen wurde von Hand durchgeführt. Die fertig bestückten Auswerteeinheiten dienen als Evaluationsmodelle für die Überprüfung der Funktionsfähigkeit der Hardware und Software. In Abbildung 6.6 ist ein bestückter Prototyp der integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren dargestellt:

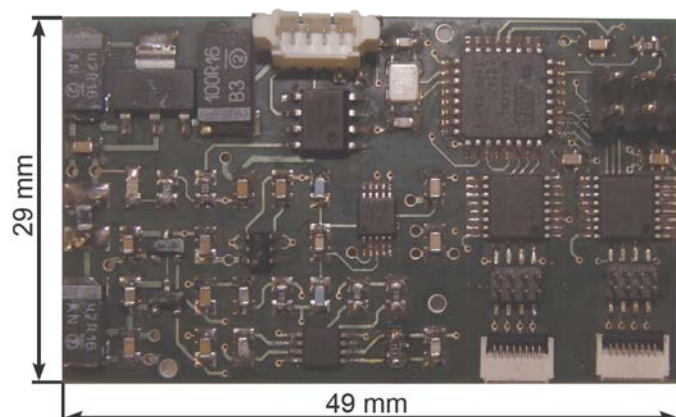


Abbildung 6.6: Bestückter Prototyp der integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren. Die Platine wurde aus dem gefertigten Nutzen getrennt und von Hand bestückt.

In Abbildung 6.7 ist die bestückte Platine in ihre funktionalen Bereiche aufgeteilt. Der analoge Schaltungsteil ist gelb, der digitale Schaltungsteil blau eingefärbt. Darüber hinaus sind die Kontakte für die Anbindung an den Systembus entsprechend der im Schaltplan A.1 eingeführten Signalnamen gekennzeichnet.

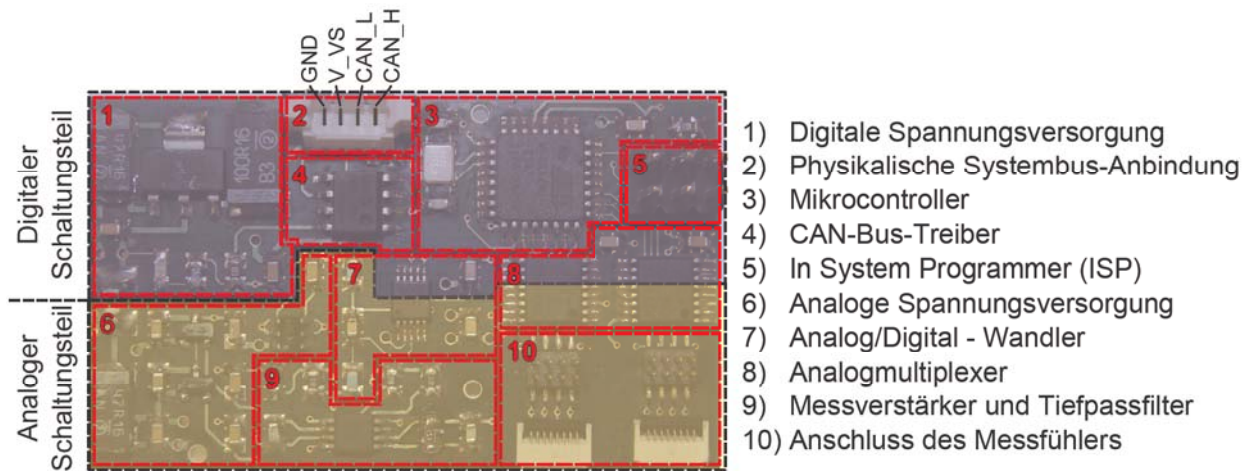


Abbildung 6.7: Einteilung der bestückten Platine in funktionale Bereiche: 1) digitale Spannungsversorgung, 2) physikalische Systembusanbindung, 3) Mikrocontroller, 4) CAN-Bus-Treiber, 5) In-System-Programmer, 6) analoge Spannungsversorgung, 7) Analog/Digital-Wandler, 8) Analogmultiplexer, 9) Messverstärker und Tiefpassfilter, 10) Steckverbinder für den Anschluss des Messfühlers

Die funktionalen Bereiche der bestückten Platine erfüllen die folgenden Aufgaben:

1. Die digitale Spannungsversorgung stellt eine stabilisierte Spannung für die Versorgung des CAN-Bus-Treibers, des Mikrocontrollers, des Analog/Digital-Wandlers und der Analogmultiplexer zur Verfügung.
2. Die physikalische Systembus-Anbindung besteht aus einem vierpoligen Steckverbinder, über den die Auswerteeinheit mit den Systembus-Leitungen verbunden wird.
3. Der Mikrocontroller dient der Kommunikation mit übergeordneten Systemkomponenten, der Steuerung der internen Systemkomponenten und der digitalen Datenverarbeitung der Messsignale.
4. Der CAN-Bus-Treiber verstärkt die logischen Signalpegel des CAN-Controllers und gibt diese über die physikalische Systembusanbindung aus.
5. Die integrierte Auswerteeinheit wird über den ISP-Verbinder mit einem Programmieradapter verbunden, um eine neue Firmware zu übertragen oder den Systemstatus zu überprüfen.
6. Die analoge Spannungsversorgung stellt stabilisierte Spannungspegel für den Transimpedanzverstärker, den Analog/Digital-Wandler und die Analogmultiplexer zur Verfügung.
7. Der Analog/Digital-Wandler digitalisiert das verstärkte und gefilterte Messsignal.

8. Die Analogmultiplexer dienen der gezielten Ansteuerung einzelner Taxel auf dem Messfühler.
9. Der Messverstärker wandelt das Stromsignal der ausgewählten Messleitung in ein Spannungssignal um. Der Tiefpassfilter dient der Begrenzung der Bandbreite und damit der Filterung hochfrequenter Signalanteile.
10. Der Messfühler kann entweder über zwei Flachbandkabel oder zwei Pfostenstecker mit der Auswerteeinheit verbunden werden.

6.4 Implementierung der Datenverarbeitung

In diesem Kapitel wird die Implementierung der Datenverarbeitung auf einem Mikrocontroller beschrieben. Die in Kapitel 5.5 aufgeführten Anforderungen an die Informationverarbeitung werden unter Beachtung der in Kapitel 6.2 festgelegten Schnittstellen als Software umgesetzt. Für die Implementierung der Algorithmen wird die Programmiersprache „C“ eingesetzt. Der Quellcode der Firmware für den Mikrocontroller ist in Anhang B beigefügt.

6.4.1 Implementierung der Ansteuerung einzelner Taxel

Die verwendeten Analogmultiplexer werden über ein paralleles Interface gesteuert. Pro Analogmultiplexer stehen drei Datenleitungen zur Verfügung, deren Signalpegel jeweils die logischen Zustände „0“ oder „1“ annehmen können. Somit können über das parallele Interface $2^3 = 8$ Konfigurationszustände übertragen werden. Jeder dieser Zustände entspricht der Verbindung von einem analogen Eingang mit einem analogen Ausgang. [4, S.5]

Bedingt durch die sequentielle Abarbeitung von Instruktionen auf einem Mikrocontroller werden Änderungen der Signalpegel auf mehreren Datenleitungen nicht gleichzeitig umgesetzt. Bei einer Ansteuerung der parallelen Schnittstelle der Analogmultiplexer im Binär-System existieren Zustandswechsel mit einem Hamming-Abstand ≥ 1 . Um zu jedem Zeitpunkt einen definierten Systemzustand der Analogmultiplexer sicherzustellen, werden diese deshalb im Gray-Code angesteuert. Dadurch ist gewährleistet, dass jeder Zustandswechsel lediglich die Änderung des Signalpegels einer Datenleitung zur Folge hat. In Tabelle 6.6 werden die Zustandswechsel im Binär-Code und im Gray-Code gegenübergestellt. Zu jedem Übergang in den folgenden Systemzustand wird darüber hinaus die Anzahl der Wechsel der Signalpegel angegeben: [29, S.24]

Reihenfolge der Systemzustände	Binär-Code	Bitwechsel	Gray-Code	Bitwechsel
1	0b000	1	0b000	1
2	0b001	2	0b001	1
3	0b010	1	0b011	1
4	0b011	3	0b010	1
5	0b100	1	0b110	1
6	0b101	2	0b111	1
7	0b110	1	0b101	1
8	0b111	3	0b100	1

Tabelle 6.6: Gegenüberstellung der Zustandswechsel im Binär-Code und Gray-Code

6.4.2 Implementierung der Kommunikation mit dem Analog/Digital-Wandler

Der Mikrocontroller und der AD-Wandler sind über eine SPI-Schnittstelle miteinander verbunden (siehe Kapitel 2.2.5.1). Um den Zeitpunkt der Analog/Digital-Wandlung zu bestimmen, verfügt der AD-Wandler über einen digitalen Eingang, der mit einer Signalleitung des Mikrocontrollers verbunden ist. Sobald der logische Signalpegel der Datenleitung von 0 auf 1 wechselt, wird das Abtast-Halte-Glied des AD-Wandlers aktiv und die Digitalisierung des analogen Eingangssignals gestartet. Nach abgeschlossener Wandlung wird der digitalisierte Messwert sequentiell über die SPI-Schnittstelle ausgelesen. Dazu gibt der Mikrocontroller das Taktsignal vor und liest den digitalisierten Messwert beginnend beim höchstwertigen Bit aus. Nach 16 fallenden Flanken des Taktsignals ist die Übertragung beendet und der AD-Wandler befindet sich wieder im Ausgangszustand. [8, S.160 ff.]

6.4.3 Implementierung der CAN-Bus-Kommunikation

Die Datenübertragung über den CAN-Bus erfolgt in Form von Telegrammen. Jedes Telegramm enthält eine Identifikationsnummer, bis zu acht Datenbytes, eine Prüfsumme sowie weitere Telegrammbestandteile (siehe Kapitel 2.2.6). Die Übertragung der Messwerte erfolgt nach dem Senden eines Start-Telegramms. Im Start-Telegramm ist die Identifikationsnummer der Auswerteeinheit, die Anzahl der taktilen Messpunkte und ein Bericht über die Statusinformationen der Auswerteeinheit enthalten. Im Anschluss an das Start-Telegramm werden die Messwerte sequentiell übertragen. Je nach gewünschter Genauigkeit werden die Messwerte von vier oder acht taktilen Messpunkten in einem Telegramm übertragen. [26, S.59]

6.4.4 Implementierung der digitalen Signalverarbeitung

Die Messwerte der einzelnen Taxel eines Messfühlers sind von fertigungsbedingten Toleranzen, deren Position auf dem Messfühler und der montagebedingten Vorspannung abhängig. Um alle Taxel in einen definierten Grundzustand zu überführen, muss der Sensor kalibriert werden. In der ersten Version der Softwareimplementierung wird dies durch die Kompensation der Messwertabweichung im Grundzustand realisiert. Zu diesem Zweck werden die Messwerte im unbelasteten Sensorzustand ausgelesen und in einer Offset-Matrix gespeichert. In den folgenden Messzyklen wird von jedem Messwert der zugehörige Offset-Wert abgezogen. Dadurch werden die Signalpegel der kraftsensitiven Sensorelemente untereinander angepasst.

6.4.5 Implementierung der Sensorfunktionen

In der ersten Version der Softwareimplementierung wurde der in Kapitel 5.5 beschriebene „Fast-Freerunning-Mode“ (FFM) umgesetzt. Nach der Initialisierung der Systemkomponenten wird in diesem Modus einmalig eine Sensorkalibrierung durchgeführt. Im Anschluss an die Kalibrierung wird die Hauptschleife aufgerufen. In jedem Schleifenzyklus werden die Messwerte ausgelesen, verarbeitet und über den CAN-Bus versendet. Zu diesem Zweck werden die Taxel zunächst einzeln in der Reihenfolge des Gray-Codes angesteuert. Nach der Ansteuerung folgt eine Wartezeit, die größer als die in Kapitel 6.2.2 beschriebene Einschwingdauer $t_{schwing}$ sein muss. Im Anschluss wird die Wandlung des analogen Messsignals gestartet, der digitalisierte Messwerte übertragen und den jeweiligen taktilen Punkten des Messfühlers zugeordnet. Im letzten Schritt werden die erhobenen Messwerte von ihrem Offset befreit und über den CAN-Bus versendet.

7 Auswertung der Messergebnisse

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der Entwicklung und Realisierung einer integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren dargestellt. Zu diesem Zweck wird die Kennlinie der integrierten Auswerteeinheit analysiert und der Einfluss der Messrate auf die Messgenauigkeit ausgewertet. Abschließend wird eine anschauliche Möglichkeit für die Visualisierung der taktilen Informationen beschrieben.

7.1 Kennlinie der integrierten Auswerteeinheit

Die integrierte Auswerteeinheit für taktile Sensoren wandelt den elektrischen Ersatzwiderstand R_E des resistiven Messfühlernetzwerks in ein digitales Signal. Die statische Übertragungskennlinie der Auswerteeinheit muss bekannt sein, um eine Beziehung zwischen dem digitalen Messwert und der extrinsischen Kraft F_{\perp} ableiten zu können. Zu diesem Zweck wird der Messfühler durch Ersatzwiderstände unterschiedlicher Größe ersetzt und die zugehörigen digitalisierten Messwerte aufgezeichnet.

Die Größe der eingesetzten Ersatzwiderstände wird im Vorfeld der Messreihe auf vier signifikante Dezimalstellen genau bestimmt. Für jeden eingesetzten Ersatzwiderstand wurden 1000 digitalisierte Messwerte mit einer Messrate von 10 Hz aufgezeichnet. In Tabelle 7.1 ist die Anzahl der Messungen, die Größe der Ersatzwiderstände, der Mittelwert der digitalisierten Messsignale und die Standardabweichung der digitalisierten Messsignale angegeben:

Anzahl der Messwerte	Widerstand [kOhm]	Mittelwert	Standardabweichung
1000	20,06	23775	10,9458
1000	30,05	15767	8,1726
1000	49,86	9357	12,9226
1000	60,49	7648,5	13,9757
1000	69,77	6583,5	16,2408
1000	75,46	6061,4	16,3956
1000	82,16	5540	13,6084
1000	91,62	4932,3	13,6789
1000	99,89	4493,3	13,7012
1000	110,4	4033	13,7859
1000	120,7	3658,6	13,3101
1000	129,9	3377,4	15,1728
1000	150,5	2864	15
1000	220,2	1844,2	14,8451
1000	299,4	1260,2	4,8541
1000	449,7	718,83	0,7477

Tabelle 7.1: Messreihe zur Bestimmung der Übertragungsfunktion der integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren

In Abbildung 7.1 ist die Kennlinie der integrierten Auswerteeinheit dargestellt. Der in Kapitel 5.4.2 geforderte reziproke Zusammenhang zwischen dem Ersatzwiderstand R_E und dem Ausgabewert der integrierten Auswerteeinheit ist deutlich zu erkennen:

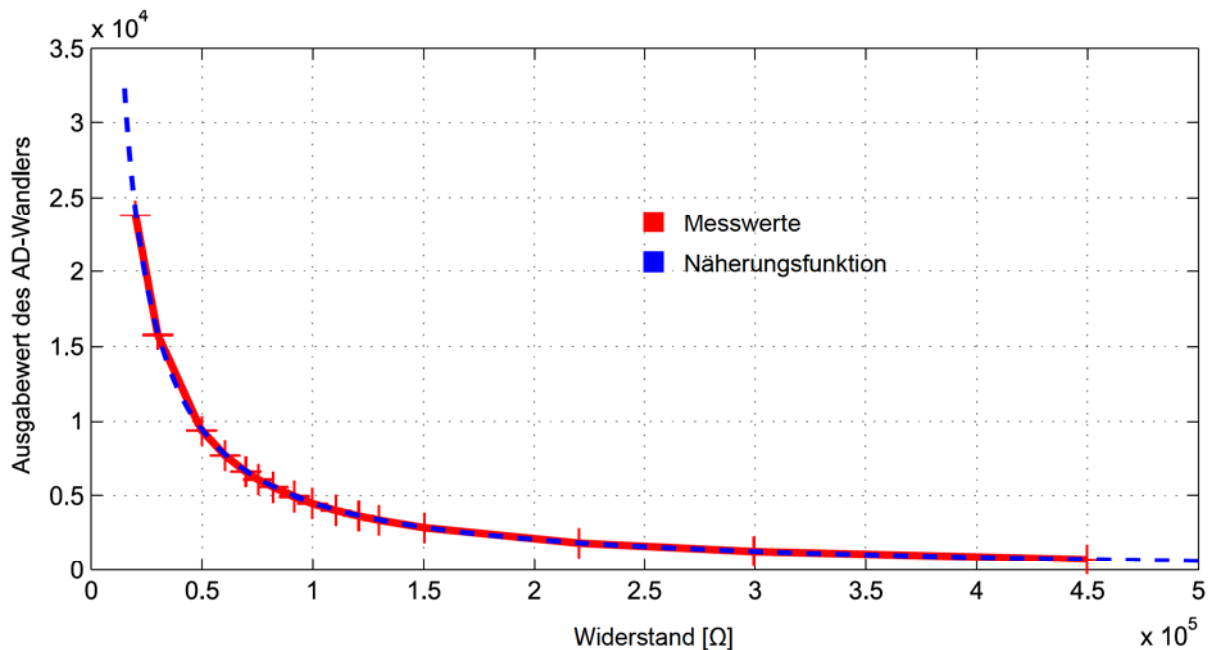


Abbildung 7.1: Übertragungskennlinie der integrierten Auswerteeinheit: Der Ausgabewert des AD-Wandlers steht in einem reziproken Zusammenhang mit dem Ersatzwiderstand R_E . Die gemittelte Messwertkurve ist rot, die Näherungsfunktion blau dargestellt.

Die ermittelte Näherungsfunktion, die den Zusammenhang zwischen einem Ersatzwiderstand R_E und dem Ausgabewert der integrierten Auswerteeinheit beschreibt, ist in Abbildung 7.1 blau dargestellt. Für die Aufnahme der Messwerte wurde ein $15\text{ k}\Omega$ Widerstand im Rückkopplungspfad des Transimpedanzverstärkers eingesetzt. Der AD-Wandler besitzt ein Auflösungsvermögen von 16 Bit. Sowohl der AD-Wandler als auch der Operationsverstärker führen zu einem Offset im Ausgabesignal der integrierten Auswerteeinheit. Die integrierte Auswerteeinheit, die Gegenstand dieser Untersuchung ist, besitzt einen Offset von 0,54%. Die Näherungsfunktion 7.1 ergibt sich somit durch die Subtraktion des Offsets von der theoretisch ermittelten Übertragungsfunktion:

$$D(R_E) = 2^{16} \cdot \frac{15\text{ k}\Omega}{2 \cdot R_E} - 357 \quad (7.1)$$

7.2 Einfluss der Messrate auf die Messgenauigkeit

In diesem Abschnitt soll der Einfluss der Messrate auf die Messgenauigkeit untersucht werden. Zu diesem Zweck wurde der Messfühler durch einen Ersatzwiderstand $R_E = 20\text{ k}\Omega$ ersetzt. Während der Messung werden die Analogmultiplexer so angesteuert, dass alternierend der Ersatzwiderstand oder ein unbelegter Kanal vermessen wird. Die Messrate wird sukzessive von 2 kHz auf 500 kHz gesteigert und die jeweiligen Messwerte für den Ersatzwiderstand und den unbeschalteten Kanal aufgezeichnet.

Die Ergebnisse der Messung sind in Abbildung 7.2 dargestellt:

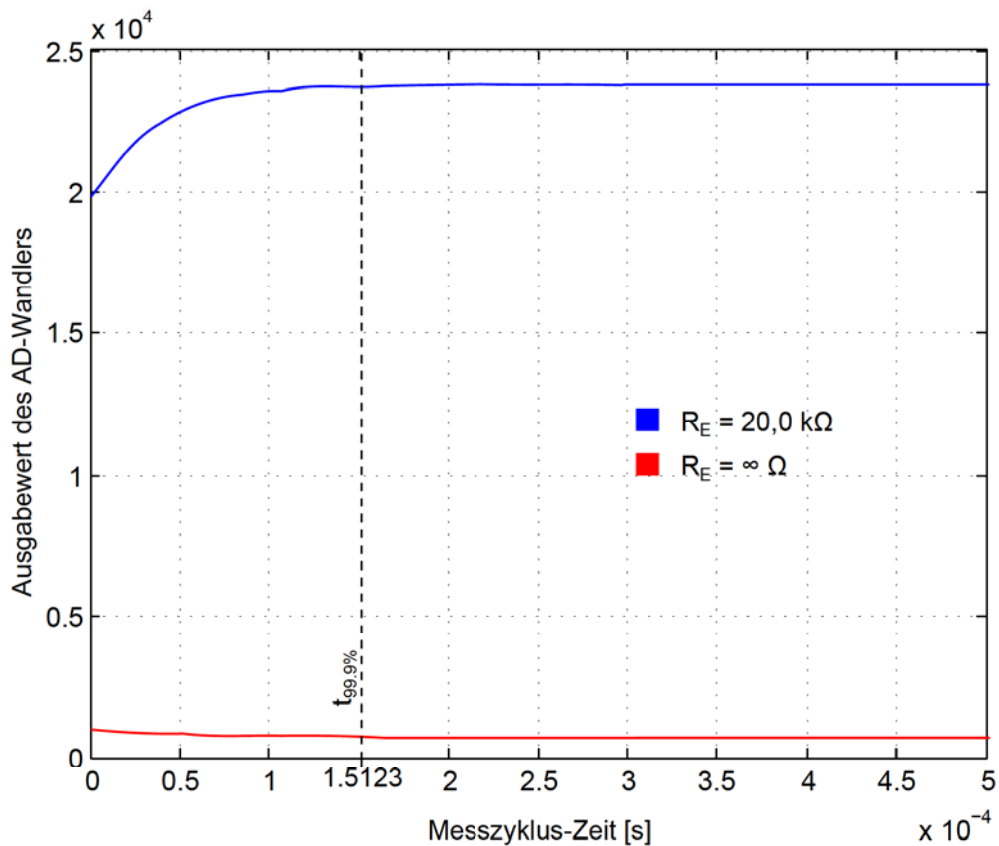


Abbildung 7.2: Einfluss der Messrate auf die Messgenauigkeit: Messzyklus-Zeiten $t_{zyk} \geq 1,5123 \cdot 10^{-4} \text{ s}$ führen zu Messwerten, die weniger als 0,1% vom stationären Endwert abweichen.

Die Auswertung der Messergebnisse zeigt, dass Messzyklus-Zeiten $t_{zyk} \geq 1,5123 \cdot 10^{-4} \text{ s}$ zu Messwerten führen, die weniger als 0,1% vom stationären Endwert abweichen. Die maximale Anzahl der Messungen pro Sekunde, mit denen der gesamte Messfühler unter dieser Bedingung ausgewertet werden kann, ist in Gleichung 7.2 beschrieben:

$$\text{MPS}_{99,9} = \frac{1}{z_{T_{axel}} \cdot t_{zyk}} = \frac{1}{64 \cdot 1,5123 \cdot 10^{-4}} = 103,32 \text{ s}^{-1} \quad (7.2)$$

7.3 Visualisierung der Messergebnisse

Die integrierte Auswerteeinheit für taktile Sensoren erzeugt große Datenmengen. Um diese taktilen Informationen für den Menschen verständlich und intuitiv darzustellen, müssen grafische Visualisierungsmethoden eingesetzt werden. Der Anwender ist dadurch in der Lage, die essentiellen taktilen Informationen zu erkennen, zu verstehen und zu bewerten. [47, S.5]

Die taktilen Informationen müssen möglichst unverfälscht dargestellt werden. Dieses Kriterium wird als Expressivität bezeichnet und stellt eine Grundvoraussetzung für die Visualisierung von Daten dar. Darüber hinaus sollte die grafische Darstellung der taktilen Informationen effektiv sein, um die visuelle Aufnahmefähigkeit des Anwenders optimal auszunutzen. [47, S.9 ff.]

Für die grafische Darstellung der taktilen Informationen wird ein dreidimensionaler Visualisierungsansatz gewählt. Das Visualisierungsmodell bildet die taktilen Informationen auf eine regelmäßige Anordnung von Prismen ab. Die Stärke der extrinsischen Krafteinwirkung wird dabei durch eine farbliche Codierung sowie durch die Höhe der Prismen dargestellt.

Auf der Oberfläche des taktilen Sensors entsteht unter Krafteinwirkung ein stetiger Spannungsverlauf, wohingegen die Messung der extrinsischen Kräfte an 64 diskreten Messpunkten erfolgt. Um die Krafteinwirkung auf der Oberfläche dennoch intuitiv visualisieren zu können, wird die Anzahl der dargestellten Prismen durch Interpolation erhöht. Dazu werden die 64 taktilen Messwerte der Matrix M_{takil} zunächst in eine 40×40 Matrix M_{temp} mit den Initialwerten 0 geschrieben:

$$M_{temp}((3 + ((i - 1) \cdot 5)), (3 + ((j - 1) \cdot 5))) = M_{takil}(i, j) \quad \forall i, j \in \{1, 2, 3, \dots, 8\} \quad (7.3)$$

Im Anschluss wird eine lineare Faltung der Matrix M_{temp} mit dem Faltungskern M_{Kern} durchgeführt: [7, S.101 f.]

$$\begin{aligned} M_{Ergebnis}(i, j) &= \sum_{m=-4}^4 \sum_{n=-4}^4 M_{temp}(i + n, j + m) \cdot M_{Kern}(n + 5, m + 5) \\ &= M_{temp}(i, j) * M_{Kern} \quad \forall i, j \in \{1, 2, 3, \dots, 40\} \end{aligned} \quad (7.4)$$

Der eingesetzte Faltungskern M_{Kern} ist in Gleichung 7.5 dargestellt:

$$M_{Kern} = \begin{pmatrix} 0,04 & 0,08 & 0,12 & 0,16 & 0,20 & 0,16 & 0,12 & 0,08 & 0,04 \\ 0,08 & 0,16 & 0,24 & 0,32 & 0,40 & 0,32 & 0,24 & 0,16 & 0,08 \\ 0,12 & 0,24 & 0,36 & 0,48 & 0,60 & 0,48 & 0,36 & 0,24 & 0,12 \\ 0,16 & 0,32 & 0,48 & 0,64 & 0,80 & 0,64 & 0,48 & 0,32 & 0,16 \\ 0,20 & 0,40 & 0,60 & 0,80 & 1,00 & 0,80 & 0,60 & 0,40 & 0,20 \\ 0,16 & 0,32 & 0,48 & 0,64 & 0,80 & 0,64 & 0,48 & 0,32 & 0,16 \\ 0,12 & 0,24 & 0,36 & 0,48 & 0,60 & 0,48 & 0,36 & 0,24 & 0,12 \\ 0,08 & 0,16 & 0,24 & 0,32 & 0,40 & 0,32 & 0,24 & 0,16 & 0,08 \\ 0,04 & 0,08 & 0,12 & 0,16 & 0,20 & 0,16 & 0,12 & 0,08 & 0,04 \end{pmatrix} \quad (7.5)$$

Das Ergebnis der Faltung $M_{Ergebnis}$ wird als Datensatz für die Visualisierung verwendet.

Abschließend werden drei exemplarische Belastungsfälle des taktilen Sensors beschrieben und deren grafische Visualisierung in Abbildung 7.3 veranschaulicht. Die extrinsische Krafteinwirkung wurde jeweils so gewählt, dass die Messergebnisse durch das Fließen von Querströmen stark beeinflusst werden (vgl. Kapitel 5.4.1) und sich somit schwer auszuwertende Belastungsfälle ergeben.

Belastungsfall a) Die taktilen Messpunkte werden nur auf der Hauptdiagonalen belastet. Alle übrigen Messpunkte sind unbelastet. Jede leitfähige Silikonbahn steht lediglich an einem Punkt ihrer gesamten Länge unter Belastung.

Belastungsfall b) Die taktilen Messpunkte werden nur auf der Nebendiagonale belastet. Alle übrigen Messpunkte sind unbelastet. Jede leitfähige Silikonbahn steht lediglich an einem Punkt ihrer gesamten Länge unter Belastung.

Belastungsfall c) Die taktilen Messpunkte werden durch einen hohlen Zylinder mit 15 *mm* Durchmesser und ca. 3 *mm* Wandstärke belastet. Die taktilen Messpunkte im Inneren des Zylinders und außerhalb des Zylinders sind unbelastet.

In Abbildung 7.3 ist die dreidimensionale Visualisierung der taktilen Informationen der Belastungsfälle a, b und c dargestellt:

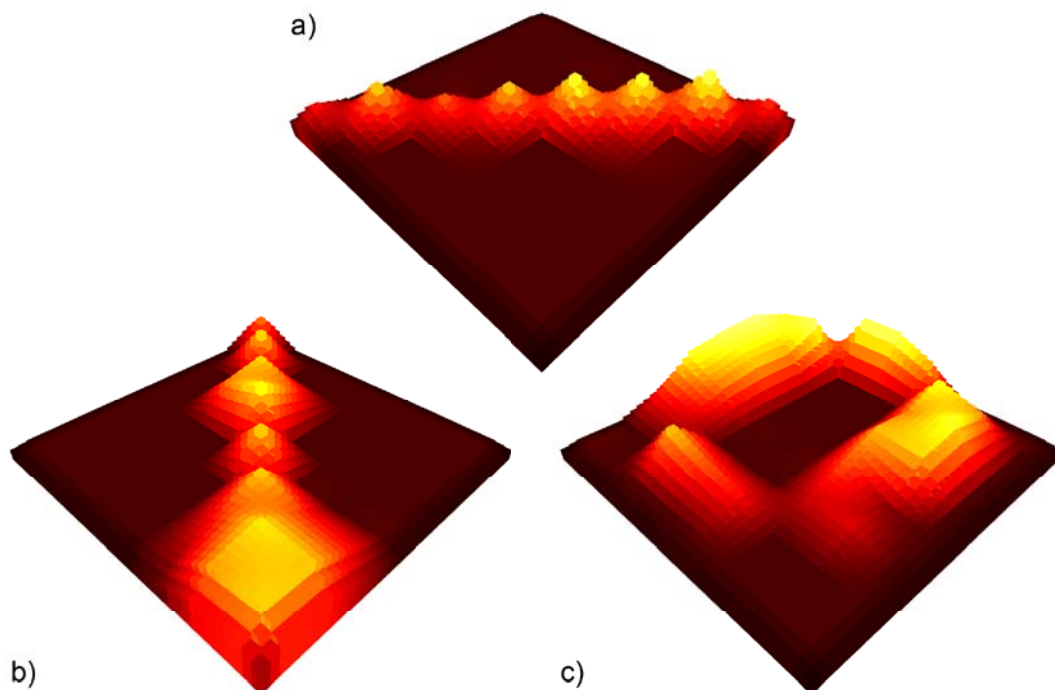


Abbildung 7.3: Visualisierung der Messwerte: a) diagonale mechanische Krafteinwirkung auf den Messfühler, b) diagonale mechanische Krafteinwirkung auf den Sensor, c) kreisförmige Krafteinwirkung auf den Sensor

8 Diskussion

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der Entwicklung einer integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren zusammengefasst und mit den in Kapitel 1.3 gestellten Anforderungen verglichen. Abschließend wird ein Ausblick für zukünftige Entwicklungsziele erarbeitet.

8.1 Absicherung der Zielerreichung

In diesem Abschnitt werden die in Kapitel 1.3 festgelegten Anforderungen an die integrierte Auswerteeinheit für taktile Sensoren mit den Leistungsdaten des entwickelten Prototypen verglichen. Die technischen Daten der integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren sind in Tabelle 8.1 dargestellt:

Eigenschaft	Integrierte Auswerteeinheit
Anzahl der taktilen Messpunkte	64
Messrate	≤ 100 Hz
Auflösungsvermögen	16 Bit
Standardabweichung der Messwerte	< 5 Bit
Abmaße	49 mm x 29 mm
Leistungsaufnahme	≤ 350 mW
Latenzzeit	$\leq \text{MPS}^{-1}$
Kalibrierung	Offset-Ausgleich
Systembus	CAN-Bus

Tabelle 8.1: Übersicht der technischen Daten der integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren

Der Prototyp der integrierten Auswerteeinheit ist in der Lage, die Stärke von extrinsischen Krafteinwirkungen an 64 diskreten Messpunkten auf der Messfühleroberfläche zu bestimmen. Die Beeinflussung der Messwerte durch das Fließen von Querströmen wird durch die sequentielle Ansteuerung der einzelnen Taxel minimiert (siehe Kapitel 5.4.1).

Die Ausgangsspannung des Messverstärkers steht in einem reziproken Verhältnis zum Ersatzwiderstand des resistiven Messfühlers (siehe Kapitel 7.1). Dadurch kann der indirekt proportionale Zusammenhang zwischen der extrinsischen Kraft und dem Ersatzwiderstand näherungsweise ausgeglichen und die Sensorkennlinie bereits im analogen Schaltungsteil bestmöglich linearisiert werden (siehe Kapitel 4.4).

Das Auflösungsvermögen des AD-Wandlers beträgt 16 Bit. Somit können 65536 diskrete Messwerte vom AD-Wandler ausgegeben werden. In Kapitel 7.1 wurde experimentell ermittelt, dass die Standardabweichung bei der Messung ohmscher Widerstände im Bereich zwischen 20 k Ω und 450 k Ω weniger als 17 Diskretisierungsstufen beträgt. Die Standardabweichung in diesem Messbereich ist somit deutlich geringer als die 5 niederwertigsten Bits.

Die maximale Messrate MPS_{max} für die Auswertung des gesamten taktilen Messfühlers beträgt ca. 100 Hz (siehe Kapitel 7.2). Höhere Messraten sind mit der in Kapitel 6.2.2 beschriebenen Auslegung des Tiefpassfilters nicht möglich, da sonst die minimal notwendige Einschwingzeit unterschritten wird und das verstärkte Messsignal der Sprunganregung durch die Analogmultiplexer nicht folgen kann. Die maximale Latenzzeit für das Auslesen eines taktilen Messpunkts beträgt $t_{Latenz} \geq MPS_{max}^{-1} \approx 10$ ms.

Bei der Bestückung der Platine wurde auf eine hohe Packungsdichte der Bauteile geachtet. Dadurch ist die einseitig bestückte Platine lediglich 49 mm x 29 mm groß (siehe Kapitel 6.3). Nach Abschluss der Evaluationsversuche mit der einseitig bestückten Platine kann ein zweiseitig bestücktes Platinenlayout erstellt werden. Dadurch ist es möglich, die Integrierbarkeit der Auswerteeinheit in mechatronische Systeme nochmals zu erhöhen.

Die Messwerte werden über den echtzeitfähigen CAN-Bus mit einer maximalen Datenübertragungsrate von 1 MBit/s an übergeordnete Systemkomponenten verschickt (siehe Kapitel 6.2.5). Die maximal gemessene Leistungsaufnahme der integrierten Auswerteeinheit beträgt ca. 350 mW.

Abgesehen von der Überprüfung der elektromagnetischen Verträglichkeit der integrierten Auswerteeinheit konnten somit alle in Kapitel 1.3 festgelegten Anforderungen erfüllt werden.

8.2 Ausblick

In diesem Kapitel werden vorhandene Optimierungspotentiale der integrierten Auswerteeinheit beschrieben und Anreize für die konsequente Weiterentwicklung und Verbesserung des taktilen Messsystems erörtert.

8.2.1 Untersuchung des statischen und dynamischen Systemverhaltens

Das statische Sensorverhalten wurde in Kapitel 4 modelliert. Um aussagekräftige Messwerte der extrinsischen Krafteinwirkung berechnen zu können, müssen alle Modellannahmen, die bisher noch nicht verifiziert wurden, durch Messreihen überprüft werden. Insbesondere die Modellierung des Kontaktwiderstands zwischen zwei leitfähigen Silikonbahnen bedarf einer umfassenden Untersuchung.

Bedingt durch die materialspezifischen Eigenschaften der im Messfühler eingesetzten Elastomere werden die Messwerte durch dynamische Effekte beeinflusst. In Kapitel 2.3.1 wurden mechanische Modelle vorgestellt, die das dynamische Verhalten von Elastomeren beschreiben. Durch die Adaption und Integration dieser mechanischen Modelle könnte das dynamische Verhalten des taktilen Messsystems berechnet werden.

8.2.2 Implementierung der Software

In Kapitel 5.5 wurden neben dem bereits implementierten „Fast-Freerunning-Mode“ weitere Grundkonfigurationen für den Betrieb des taktilen Messsystems beschrieben. Der vorliegende Prototyp der integrierten Auswerteeinheit kann durch die funktionale Erweiterung der Firmware für den Betrieb in den beschriebenen Modi angepasst werden.

Für die Nutzung der taktilen Informationen, ist es notwendig diese zu interpretieren. Dazu können Informationen über die Position und Stärke von extrinsischer Krafteinwirkungen abstrahiert werden. Ein möglicher Ansatz um dieses Ziel zu erreichen, besteht darin aus den Messwerten abstrakte Kontakt Ereignisse abzuleiten. Jedes dieser Kontakt Ereignisse kann Informationen über das Zentrum, die Stärke und die räumliche Verteilung der Krafteinwirkung enthalten.

Insbesondere für die Fusion der taktilen Informationen mehrerer integrierter Auswerteeinheiten ist es notwendig Methoden zu entwickeln, um die anfallende Datenmenge zu reduzieren und die maximale Datenübertragungsrate bestmöglich zu nutzen.

8.2.3 Variation und Erweiterung der Hardware-Implementierung

Die Funktionsfähigkeit des einsitig bestückten Prototypen wurde bereits in Kapitel 7 demonstriert. Für den Einsatz der integrierten Auswerteeinheit in mechatronischen Systemen ist es notwendig die Größe der Auswerteeinheit weiter zu reduzieren. Die angestrebte Größe entspricht in etwa den Abmaßen des taktilen Messfühlers. Um dieses Ziel zu erreichen muss die Packungsdichte der Bauteile auf der Platine erhöht werden. Dazu kann diese bspw. zweiseitig mit Bauteilen kleinerer Bauformen bestückt werden und die Regeln für den Entwurf des Platinenlayouts so angepasst werden, dass geringere Leiterbahn- und Bauteilabstände möglich sind. Darüber hinaus können diejenigen Komponenten, die ausschließlich Entwicklungszwecken dienen, entfernt werden.

Durch die Verwendung eines digitalen Signalprozessors mit integrierter Fließkomma-Arithmetik könnte die Linearisierung der Sensorkennlinie sehr effizient in der integrierten Auswerteeinheit durchgeführt werden. Dadurch könnte die notwendige Rechenleistung für die Auswertung der Messsignale weiter dezentralisiert werden.

Für die Inbetriebnahme eines taktilen Messsystems, das aus mehreren dezentralen Auswerteeinheiten besteht, ist es notwendig, eine zentrale Datenverarbeitungseinheit zu entwickeln. Diese muss die integrierten Auswerteeinheiten steuern und eine Schnittstelle für den Datenaustausch mit den übrigen Komponenten des mechatronischen Gesamtsystems bereitstellen. Darüber hinaus müssen die taktilen Informationen der einzelnen integrierten Auswerteeinheit ausgelesen, verarbeitet und interpretiert werden.

Literaturverzeichnis

- [1] Atmel Corporation. Datenblatt: „ATmega16M1/32M1/64M1/32C1/64C1“, Dokument: „7647G-AVR-09/11“, San Jose, USA, 2011.
- [2] S. F. Barrett and D. J. Pack. *Atmel AVR microcontroller primer: programming and interfacing*. Morgan & Claypool Publishers, 2008.
- [3] J. Betten. *Kontinuumsmechanik*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2. edition, 2001.
- [4] L. Borucki. *Digitaltechnik*. Teubner Verlag Stuttgart, Leipzig, Wiesbaden, 1. edition, 2000.
- [5] R. Bürgel. *Festigkeitslehre und Werkstoffmechanik Band 1*. Friedr. Vieweg & Sohn Verlag Wiesbaden, 1. edition, 2005.
- [6] U. Brinkschulte and T. Ungerer. *Mikrocontroller und Mikroprozessoren*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 3. edition, 2010.
- [7] W. Burger and M. J. Burge. *Digitale Bildverarbeitung*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2. edition, 2006.
- [8] J. Catsoulis. *Designing embedded hardware*. O'Reilly Media, Inc. Sebastopol, 2. edition, 2005.
- [9] J.-P. Colinge and C. A. Colinge. *Physics of semiconductor devices*. Springer Verlag New York, 1. edition, 2005.
- [10] R. S. Dahiya, G. Metta, M. Valle, and G. Sandini. Tactile Sensing - From Humans to Humanoids. *IEEE Transactions on Robotics*, 26(1):1–20, Feb. 2010.
- [11] R. S. Dahiya and M. Valle. Tactile Sensing for Robotic Applications. *Sensors (Peterborough, NH)*, (December), 2008.
- [12] J. Dargahi, M. Parameswaran, and S. Payandeh. A micromachined piezoelectric tactile sensor for an endoscopic grasper-theory, fabrication and experiments. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 9(3):329–335, 2000.
- [13] DIN Deutsches Institut für Normung e.V. NORM DIN EN ISO 3915: „Messung des spezifischen elektrischen Widerstands von leitfähigen Kunststoffen“, Beuth Verlag Berlin, 1999.
- [14] A. Doboli and E. H. Currie. *Introduction to Mixed-Signal, Embedded Design*. Springer Verlag New York, 1. edition, 2010.
- [15] H. Domininghaus. *Kunststoffe: Eigenschaften und Anwendungen*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 7. edition, 2008.
- [16] H. Engels. *Can-bus*. Franzis Verlag Haar b. München, 2. edition, 2002.
- [17] U. Freyer. *Nachrichten-Übertragungstechnik: Grundlagen, Komponenten, Verfahren und Systeme der Telekommunikationstechnik*. Hanser Verlag München, 6. edition, 2009.

- [18] K.-H. Grote and J. Feldhusen. *Dubbel: Taschenbuch für den Maschinenbau*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 22. edition, 2007.
- [19] M. Hermann. *Numerische Mathematik*. Oldenbourg Wissenschaftsverlag München, 2. edition, 2006.
- [20] Z. Hong and E. So. Hybrid resistive tactile sensing. *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics. Part B*, 32(1):57–65, Jan. 2002.
- [21] Interlink Electronics Inc. „Force Sensors“, verfügbar unter: <http://www.interlinkelec.com/sensor-technologies> (abgerufen am 29.10.2011).
- [22] R. Isermann. *Mechatronische Systeme: Grundlagen*. Springer Berlin Heidelberg, 2. edition, 2007.
- [23] S. K. Islam and M. R. Haider. *Sensors and Low Power Signal Processing*. Springer Verlag New York, 1. edition, 2010.
- [24] U. Kiencke and R. Eger. *Messtechnik: Systemtheorie für Elektrotechniker*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 6. edition, 2005.
- [25] E. Krampe. Durchgängige Materialanalyse von Polymerblends mit niederschmelzenden Metall-Legierungen. Studienarbeit, Technische Hochschule Aachen, Aachen, 2004.
- [26] W. Lawrenz. *CAN system engineering: from theory to practical applications*. Springer Verlag New York, 1. edition, 1997.
- [27] R. Lerch. *Elektrische Messtechnik: Analoge, digitale und computergestützte Verfahren*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2. edition, 2005.
- [28] R. Lerch. *Elektrische Messtechnik: Analoge, digitale und computergestützte Verfahren*. Springer Berlin Heidelberg, 4. edition, 2010.
- [29] A. K. Maini. *Digital electronics: principles, devices and applications*. John Wiley and Sons Verlag Chichester, 1. edition, 2007.
- [30] Maxim Integrated Products Inc. Datenblatt: „MAX4617/MAX4618/MAX4619“, Dokument: „19-1502; Rev 2; 3/02“, Sunnyvale, USA, 2002.
- [31] M. Meyer. *Signalverarbeitung: Analoge und digitale Signale, Systeme und Filter*. Vieweg+Teubner Verlag Wiesbaden, 5. edition, 2008.
- [32] P. Mittendorfer, S. Member, G. Cheng, and S. Member. Humanoid Multimodal Tactile-Sensing Modules. *IEEE Transactions on Robotics*, 27(3):401–410, 2011.
- [33] J. W. Morley and A. W. Goodwin. Tactile Discrimination of Gratings. *Experimental Brain Research*, 49:291–299, 1983.
- [34] J.-R. Ohm and H. D. Lüke. *Signalübertragung*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 11. edition, 2010.
- [35] R. Paul and S. Paul. *Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik 1*. Springer Verlag Heidelberg, 4. edition, 2010.

- [36] Peratech Ltd. „QTC Science“, verfügbar unter: <http://www.peratech.com/qtcsience.php> (abgerufen am 29.10.2011).
- [37] J. Plate. *Messen, Steuern und Sensorik mit Linux*. Hanser Verlag München, 1. edition, 2007.
- [38] Pressure Profile Systems Inc. „Capacitive Tactile Sensing“, verfügbar unter: <http://www.pressureprofile.com/technology-capacitive.php> (abgerufen am 29.10.2011).
- [39] M. Reisch. *Elektronische Bauelemente: Funktion, Grundsaltungen, Modellierung mit SPICE*. Springer Verlag Heidelberg, 2. edition, 2006.
- [40] S. Saga, S. Kuroki, N. Kawakami, and S. Tachi. Fibratus tactile sensor using reflection on an optical lever. In *ACM SIGGRAPH 2007 emerging technologies*, SIGGRAPH '07, 2007.
- [41] R. Saraf and V. Maheshwari. High-Resolution Thin-Film Device to Sense Texture by Touch. *Science*.
- [42] J. Schenk and G. Rigoll. *Mensch-Maschine-Kommunikation: Grundlagen von sprach- und bildbasierten Benutzerschnittstellen*. Springer Verlag Heidelberg, 1. edition, 2010.
- [43] R. Schmidt, F. Lang, and M. Heckmann. *Physiologie des Menschen: Mit Pathophysiologie*. Springer Berlin Heidelberg, 31. edition, 2011.
- [44] G. Schmitt. *Mikrocomputertechnik mit Controllern der Atmel-AVR-RISC-Familie: Programmierung in Assembler und C*. Oldenbourg Wissenschaftsverlag München, 4. edition, 2008.
- [45] G. Schnell and B. Wiedemann. *Bussysteme in der Automatisierungs- und Prozesstechnik*. Friedr. Vieweg & Sohn Verlag Wiesbaden, 6. edition, 2006.
- [46] G. Schulz. *Regelungstechnik 1*. Oldenbourg Wissenschaftsverlag München, 2. edition, 2004.
- [47] H. Schumann and W. Müller. *Visualisierung*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 1. edition, 2000.
- [48] H. Schweinzer. *Elektrische Meßtechnik*. Springer Verlag Wien, 2. edition, 1996.
- [49] B. Siciliano and O. Khatib. *Springer Handbook of Robotics*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 1. edition, 2008.
- [50] M. W. Strohmayer, H. P. Saal, A. H. Potdar, and P. V. D. Smagt. The DLR Touch Sensor I: A Flexible Tactile Sensor for Robotic Hands based on a Crossed-Wire Approach. *The 2010 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, (028056):897–903, Oct. 2010.
- [51] R. Tajima, S. Kagami, M. Inaba, and H. Inoue. Development of soft and distributed tactile sensors and the application to a humanoid robot. *Advanced Robotics*, 16(4):381–397, 2002.
- [52] J. Tegin and J. Wikander. Tactile sensing in intelligent robotic manipulation - a review. *Industrial Robot: An International Journal*, 32(1):64–70, 2005.

- [53] Tekscan Inc. „Tekscan Pressure and Force Measurement Technology“, verfügbar unter: <http://www.tekscan.com/sensor-technology> (abgerufen am 29.10.2011).
- [54] Texas Instruments Inc. Datenblatt: „100ppm/DEG, 50uA in SOT23-3 CMOS Voltage Reference (Rev. B), REF2912, REF2925“, Dokument: „SBVS033B - JUNE 2002 - REVISED FEBRUARY 2008“, Dallas, USA, 2008.
- [55] Texas Instruments Inc. Datenblatt: „16-Bit, 500-KSPS, Serial Interface microPOWER, Miniature SAR ADC, ADS8319“, Dokument: „SLAS600-MAY 2008“, Dallas, USA, 2008.
- [56] Texas Instruments Inc. Datenblatt: „4ppm/DEG, 100uA, SOT23-6 Series Voltage Reference (Rev. C), REF3225“, Dokument: „SBVS058C - JUNE 2005 - REVISED AUGUST 2011“, Dallas, USA, 2011.
- [57] Texas Instruments Inc. Datenblatt: „Precision, High-Speed Transimpedance Amplifier (Rev. G), Opa2380“, Dokument: „SBOS291G - NOVEMBER 2003 - REVISED SEPTEMBER 2007“, Dallas, USA, 2007.
- [58] Texas Instruments Inc. Datenblatt: „REG1117: 800mA 1A Low Dropout Pos Regulator 1.8, 2.5, 2.85, 3.3, 5V, Adjustable (Rev. D)“, Dokument: „SBVS001D - OCTOBER 1992 - REVISED JULY 2004“, Dallas, USA, 2004.
- [59] U. Tietze and C. Schenk. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer Verlag Heidelberg, 12. edition, 2002.
- [60] H.-R. Tränkler and E. Obermeier. *Sensortechnik: Handbuch für Praxis und Wissenschaft*. Springer Verlag Heidelberg, 1. edition, 1998.
- [61] F. Vahid. *Digital design, with RTL design, VHDL, and Verilog*. John Wiley and Sons Verlag Hoboken, 2. edition, 2010.
- [62] E. H. Vinaricky. *Elektrische Kontakte, Werkstoffe und Anwendungen*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2 edition, 2002.
- [63] N. Weichert and M. Wülker. *Messtechnik und Messdatenerfassung*. Oldenbourg Wissenschaftsverlag München, 2. edition, 2010.
- [64] E. Wintermantel and S.-W. Ha. *Medizintechnik*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 5. edition, 2009.
- [65] J.-I. Yuji and C. Sonoda. *A PVDF Tactile Sensor for Static Contact Force and Contact Temperature*, pages 738–741. IEEE, 2006.
- [66] G. Zeichen and K. Fürst. *Automatisierte Industrieprozesse*. Springer Verlag Wien, 1. edition, 2000.


```

//-----
// FIRMA           Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
// ABTEILUNG       Institut für Robotik und Mechatronik
// PROJEKT         Entwicklung einer integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren
// Autoren         Florian Schnös, Denis Schneider, Christian Leupolz
// PREFIX          Prefix für öffentliche Funktionen und Datenobjekte
// Beschreibung     TactSense.h
// Erstellt        08.10.2011
//-----

//-----D E F I N E S-----
#define F_CPU 16000000UL
#define F_CPU_WAIT 16000000
#define CAN_ID1 0x00
#define CAN_ID2 0x00
#define CAN_ID3 0x00
#define CAN_ID4 0x01
#define MUXSTABLEWAIT 50 //Warten bis MUX Stabil in us

//-----I N C L U D E S-----

#include <avr/io.h>
#include <util/delay.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <util/delay.h>

//-----G L O B A L-----
volatile int8_t can_data[8];
volatile uint16_t TaxelValues[8][8]; // 8x8 Matrix, 0=LowByte 1=HighByte
volatile uint16_t TaxelCal[8][8]; // 8x8 Matrix, Offset bei Start init und Subtrahieren

//-----P R O T O T Y P E S-----
extern void Init();
extern void InitMux();
extern void InitSPI();
extern void InitCAN();
extern void DriveMux(uint8_t row);
extern void SenseMux(uint8_t column);
extern void StartADConversion();
extern void ReadTaxel(uint8_t row, uint8_t col);
extern void DriveMux(uint8_t row);
extern void SenseMux(uint8_t column);
extern void can_send(uint16_t senddata);
extern void can_send_array();
extern void can_send_start();
extern void SPIWrite(uint8_t data);
extern void SPIClose();
extern void sensor_cal();
extern void ReadCal(uint8_t row, uint8_t col);
extern void del_offset();

```

```

//-----
// FIRMA           Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
// ABTEILUNG       Institut für Robotik und Mechatronik
// PROJEKT         Entwicklung einer integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren
// Autoren         Florian Schnös, Denis Schneider, Christian Leupolz
// PREFIX          Prefix für öffentliche Funktionen und Datenobjekte
// Beschreibung     TactSense.c
// Erstellt        08.10.2011
//-----

#include "TactSens.h"

int main()

```



```

{
    delay_ms(500);                //Systemstartverzögerung
    Init();                       //Systeminitialisierung
    uint8_t GrayCode[8] = {0, 1, 3, 2, 6, 7, 5, 4};
    sensor_cal();                 // Nullpunktgleichsmatrix erstellen
    sensor_cal();                 // wiederholen ADC dummy readout
    while(1)
    {
        for(uint8_t row = 0; row < 8; row++)
        {
            for(uint8_t column = 0; column < 8 ; column++)
            {
                ReadTixel(GrayCode[row],GrayCode[column]);
            }
        }
        del_offset();             // TixelValues - TixelCal, Nullpunktkalibrierung
        can_send_array();
    }
    return 0;
}

```

```

//-----
// FIRMA           Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
// ABTEILUNG        Institut für Robotik und Mechatronik
// PROJEKT          Entwicklung einer integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren
// Autoren          Florian Schnös, Denis Schneider, Christian Leupolz
// PREFIX           Prefix für öffentliche Funktionen und Datenobjekte
// Beschreibung     init.c
// Erstellt         08.10.2011
//-----

#include "TactSens.h"

void Init()
{
    InitMux();
    InitSPI();
    InitCAN();
    sei();
}

void InitMux()
{
    DDRB |= (1<<PB3) | (1<<PB4) | (1<<PB5) | (1<<PB6); //Ausgänge setzen
    DDRC |= (1<<PC6) | (1<<PC7);
}

void InitSPI()
{
    // MOSI und SCK als Ausgang setzen, alle anderen: Eingang
    DDRB &=~ (1<<PB0); // Dateieingang setzen
    DDRB |= (1<<PB7) | (1<<PB1); // SCLK als Ausgang und MOSI als Ausgang
    DDRD |= (1<<PD0) | (1<<PD3); // CONVST als Ausgang setzen
    DDRC |= (1<<PC1);
    PORTD &=~ (1<<PD0); // CONVST 0 setzen
    // Aktiviere SPI, Master und Frequenz: fck/2
    SPCR |= (1<<SPE)|(1<<MSTR);
    SPCR &=~ (1<<SPIE)|(1<<DORD)|(1<<CPOL)|(1<<CPHA)|(1<<SPRO)|(1<<SPR1);
    SPSR |= (1<<SPI2X);
}

void InitCAN()
{
    CANGCON = ( 1 << SWRES );
}

```

```

    CANTCON = 0x00;
    CANBT1 = 0x02;
    CANBT2 = 0x04;
    CANBT3 = 0x13;

    for ( int8_t mob=0; mob<6; mob++ )
    {
        CANPAGE = ( mob << 4 );
        CANCDMOB = 0x00;
        CANSTMOB = 0x00;
    }

    CANPAGE = ( 1 << MOBNB0 );
    CANIE2 = ( 1 << IEMOB1 );
    CANGIE = ( 1 << ENIT ) | ( 1 << ENRX );

    CANIDM1 = CAN_ID1;
    CANIDM2 = CAN_ID2;
    CANIDM3 = CAN_ID3;
    CANIDM4 = CAN_ID4;

    CANCDMOB = ( 1 << CONMOB1 ) | ( 1 << IDE ) | ( 8 << DLC0 );
    CANGCON |= ( 1 << ENASTB );
}

```

```

//-----
// FIRMA           Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
// ABTEILUNG        Institut für Robotik und Mechatronik
// PROJEKT          Entwicklung einer integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren
// Autoren          Florian Schnös, Denis Schneider, Christian Leupolz
// PREFIX           Prefix für öffentliche Funktionen und Datenobjekte
// Beschreibung     adc.c
// Erstellt         08.10.2011
//-----

#include "TactSens.h"

void ReadTaxel(uint8_t row, uint8_t col)
{
    DriveMux(row);
    SenseMux(col);
    _delay_us(MUXSTABLEWAIT); //Delay für Muxer einstellen
    PORTD |= (1<<PDO);
    _delay_us(1);
    PORTD &=~ (1<<PDO);
    _delay_us(1);
    uint8_t data_high, data_low = 0;
    data_high = SPIWrite(0x00);
    data_low = SPIWrite(0x00);
    TaxelValues[row][col] = (data_high<<8)|data_low;
}

void ReadCal(uint8_t row, uint8_t col)
{
    DriveMux(row);
    SenseMux(col);
    _delay_us(MUXSTABLEWAIT); //Delay für Muxer einstellen
    PORTD |= (1<<PDO);
    _delay_us(1);
    PORTD &=~ (1<<PDO);
    _delay_us(1);
    uint8_t data_high, data_low = 0;
    data_high = SPIWrite(0x00);
}

```

```

        data_low = SPIWrite(0x00);
        TaxelCal[row][col] = (data_high<<8)|data_low;
    }

```

```

//-----
// FIRMA           Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
// ABTEILUNG        Institut für Robotik und Mechatronik
// PROJEKT          Entwicklung einer integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren
// Autoren          Florian Schnös, Denis Schneider, Christian Leupolz
// PREFIX           Prefix für öffentliche Funktionen und Datenobjekte
// Beschreibung     can.c
// Erstellt         08.10.2011
//-----

#include "TactSens.h"

ISR (CAN_INT_vect) //CAN-Daten empfangen
{
    int8_t length, savecanpage;
    savecanpage = CANPAGE;
    CANPAGE = CANHPMOB & 0xF0;
    if ( CANSTMOB & ( 1 << RXOK ) )
    {
        length = ( CANCDMOB & 0x0F );
        for ( int8_t i = 0; i < length; i++ )
        {
            can_data[i] = CANMSG;
        }
        CANCDMOB = (( 1 << CONMOB1 ) | ( 1 << IDE ) | ( 8 << DLCO));
    }
    CANSTMOB = 0x00;
    CANPAGE = savecanpage;
}

void can_send(uint16_t senddata) //CAN-Daten senden
{
    CANPAGE = 0x00;
    while ( CANEN2 & ( 1 << ENMOB0 ) );
    CANSTMOB = 0x00;
    CANIDT4 = CAN_ID4;
    CANIDT3 = CAN_ID3;
    CANIDT2 = CAN_ID2;
    CANIDT1 = CAN_ID1;
    CANMSG = (senddata>>8); //Highbyte von Sensorwert
    CANMSG = senddata;      // Lowbyte von Sensorwert
    CANCDMOB = ( 1 << CONMOB0 ) | ( 1 << IDE ) | ( 8 << DLCO );
    while ( ! ( CANSTMOB & ( 1 << TXOK ) ) );
    CANCDMOB = 0x00; // Disable Transmission
    CANSTMOB = 0x00; // Clear TXOK flag
}

void can_send_start() //Startsignal senden
{
    CANPAGE = 0x00;
    while ( CANEN2 & ( 1 << ENMOB0 ) );
    CANSTMOB = 0x00;
    CANIDT4 = CAN_ID4; // CAN ID setzen
    CANIDT3 = CAN_ID3;
    CANIDT2 = CAN_ID2;
    CANIDT1 = CAN_ID1;
    CANMSG = 0xFF; //Startsignal
    CANMSG = 0xFF; //Startsignal
    CANMSG = 0x08; //Auflösung x
    CANMSG = 0x08; //Auflösung y
}

```



```

CANMSG = 0x00;          //ID der Auswerteeinheit
CANMSG = 0x00;          //0x00 = ganzes Messwertarray
CANMSG = 0x00;
CANMSG = 0x00;
CANCDMOB = ( 1 << CONMOB0 ) | ( 1 << IDE ) | ( 8 << DLC0 );
while ( ! ( CANSTMOB & ( 1 << TXOK ) ) );
CANCDMOB = 0x00;
CANSTMOB = 0x00;
}

void can_send_array() //Messwer-Array senden
{
    void can_send_start(); // Sende Anfangskennung für neuen Block
    for(int8_t rows = 0; rows < 8; rows++)
    {
        for(int8_t columnoffset = 0; columnoffset < 5; columnoffset+=4)
        {
            CANPAGE = 0x00;
            while ( CANEN2 & ( 1 << ENMOB0 ) );
            CANSTMOB = 0x00;
            CANIDT4 = CAN_ID4;    // CAN ID setzen
            CANIDT3 = CAN_ID3;
            CANIDT2 = CAN_ID2;
            CANIDT1 = CAN_ID1;
            for(int8_t column = 0; column < 4; column++)
            {
                CANMSG = (TaxelValues[rows][columnoffset+column]>>8);
                CANMSG = TaxelValues[rows][columnoffset+column];
            }
            CANCDMOB = ( 1 << CONMOB0 ) | ( 1 << IDE ) | ( 8 << DLC0 );
            while ( ! ( CANSTMOB & ( 1 << TXOK ) ) );
            CANCDMOB = 0x00;
            CANSTMOB = 0x00;
        }
    }
}

```

```

//-----
// FIRMA           Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
// ABTEILUNG        Institut für Robotik und Mechatronik
// PROJEKT          Entwicklung einer integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren
// Autoren          Florian Schnös, Denis Schneider, Christian Leupolz
// PREFIX           Prefix für öffentliche Funktionen und Datenobjekte
// Beschreibung     mux.c
// Erstellt         08.10.2011
//-----

#include "TactSens.h"

void DriveMux(uint8_t row) // Auswahl der getriebenen Zeile
{
    PORTB |= ((row)&(0b00000001))<<PB6;          // MUPLEX_DRIVE_A | EIN
    PORTB &=~(((~row)&(0b00000001))<<PB6);        // MUPLEX_DRIVE_A | AUS

    PORTB |= (((row)&(0b00000010))>>1)<<PB5;        // MUPLEX_DRIVE_B | EIN
    PORTB &=~((((~row)&(0b00000010))>>1)<<PB5);    // MUPLEX_DRIVE_B | AUS

    PORTC |= (((row)&(0b00000100))>>2)<<PC7;        // MUPLEX_DRIVE_C | EIN
    PORTC &=~((((~row)&(0b00000100))>>2)<<PC7);    // MUPLEX_DRIVE_C | AUS
}

void SenseMux(uint8_t column) // Auswahl der gelesenen Spalte
{
    PORTB |= ((column)&(0b00000001))<<PB4;          // MUPLEX_SENS_A | EIN
}

```

```

PORTB &=~(((~column)&(0b00000001))<<PB4); // MUPLEX_SENS_A | AUS

PORTB |= (((column)&(0b00000010))>>1)<<PB3; // MUPLEX_SENS_B | EIN
PORTB &=~(((~column)&(0b00000010))>>1)<<PB3); // MUPLEX_SENS_B | AUS

PORTC |= (((column)&(0b00000100))>>2)<<PC6; // MUPLEX_SENS_C | EIN
PORTC &=~(((~column)&(0b00000100))>>2)<<PC6); // MUPLEX_SENS_C | AUS
}

```

```

//-----
// FIRMA           Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
// ABTEILUNG       Institut für Robotik und Mechatronik
// PROJEKT         Entwicklung einer integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren
// Autoren         Florian Schnös, Denis Schneider, Christian Leupolz
// PREFIX          Prefix für öffentliche Funktionen und Datenobjekte
// Beschreibung     sensor.c
// Erstellt        08.10.2011
//-----

#include "TactSens.h"

void sensor_cal()
{
    uint8_t GrayCode[8] = {0, 1, 3, 2, 6, 7, 5, 4};
    for(uint8_t row = 0; row < 8; row++)
    {
        for(uint8_t column = 0; column < 8 ; column++)
        {
            ReadCal(GrayCode[row],GrayCode[column]);
        }
    }
}

void del_offset()
{
    for(uint8_t row = 0; row < 8; row++)
    {
        for(uint8_t column = 0; column < 8 ; column++)
        {
            TaxelValues[row][column] -= TaxelCal[row][column];
        }
    }
}

```

```

//-----
// FIRMA           Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
// ABTEILUNG       Institut für Robotik und Mechatronik
// PROJEKT         Entwicklung einer integrierten Auswerteeinheit für taktile Sensoren
// Autoren         Florian Schnös, Denis Schneider, Christian Leupolz
// PREFIX          Prefix für öffentliche Funktionen und Datenobjekte
// Beschreibung     spi.c
// Erstellt        08.10.2011
//-----

#include "TactSens.h"

uint8_t SPIWrite(uint8_t data)
{
    /* Start transmission */
    SPDR = data;
    /* Wait for transmission complete */
    uint8_t kill = 0;
    while(!(SPSR & (1<<SPIF)) && kill < 255)
    {

```

```
        kill++;  
    }  
    return (SPDR);  
}
```


Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Bachelor-Thesis

„Entwurf und Realisierung einer integrierten Auswerteeinheit für polymerbasierte taktile Sensoren“

selbständig erstellt und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel und Quellen verwendet habe. Die aus fremden Quellen (einschließlich elektronischer Quellen) direkt oder indirekt übernommenen Gedanken sind als solche kenntlich gemacht worden. Die Arbeit ist in gleicher oder ähnlicher Form oder auszugsweise im Rahmen einer anderen Prüfung noch nicht vorgelegt worden.

Oberpfaffenhofen, den 29.10.2011

Florian Schnös